PHILIPS **Sez. ELCOMA**

Quaderni di Applicazione ELCOMA sui CIRCUITI INTEGRATI

Con questa serie di pubblicazioni si è voluto dare all'utilizzatore di circuiti integrati sia digitali che lineari, una guida all'impiego di tali dispositivi che ne garantisse le prestazioni ottimali.
A tale scopo, in ciascun volume si è creduto utile anteporre, ad un vasto repertorio di circuiti applicativi più comunemente usati, una parte che, attraverso una descrizione della tecnologia e dei singoli dispositivi, consentisse una migliore comprensione del loro funzionamento.
La parte più propriamente applicativa è poi frutto dell'esperienza dei vari Laboratori di Applicazione del Concern Philips, e non si limita ai soli componenti integrati ma prende in esame anche problemi di interfaccia con componenti o dispositivi diversi.
Si può quindi dire che questi Quaderni di Applicazione rappresentano per il progettista elettronico, un complemento indispensabile ai Dati Tecnici dei C.I.

Circuiti integrati digitali serie FJ - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi) - pag. 155 Prezzo L. 2.000

1 - INTRODUZIONE
2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
Introduzione alla tecnologia ● Componenti dei circuiti integrati ● Il circuito integrato completo: le isole ● Il processo di fabbricazione
3 - GENERALITA' SULLA SERIE FJ
La famiglia FJ di circuiti integrati digitali a logica TTL ● Campi di impiego e tipi ● Caratteristiche elettriche della porta TTL ● Logica TTL ● Caratteristiche generali delle porte della serie FJ ● La funzione OR di collettore ● La funzione NOR ● La funzione AND-OR-NOT ● Porte con uscita di potenza per pilotaggio di linee ● I flip-flop della serie FJ
4 - IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI E PROBLEMI LOGICI ED ELETTRICI CONSEGUENTI
Introduzione ● Aspetti pratici dell'applicazione dei circuiti integrati ● Problemi logici ● Problemi elettrici
5 - IL RUMORE
Il rumore: definizioni e caratterizzazioni dei circuiti ● Margine di rumore ● Immunità al rumore (noise immunity)
6 - QUALITA' E AFFIDAMENTO
Qualità e affidamento dei circuiti integrati
7 - FONDAMENTI DI LOGICA E METODI DI PROGETTO
Sistemi di numerazione e conteggio ● Codici ● Algebra di Boole ● Reti logiche combinatorie ● Reti sequenziali
8 - APPLICAZIONI
Funzioni logiche più comuni ● Convertitori di codice ● Complementatori ● Rivelatori di errore ● Parity check (controllo di parità) ● Sommatori ● Contatori ● Shift register ● Generatori di codici concatenati ● Elementi di memoria (staticizzatori di informazioni) ● Generatori e formatori d'onda ● Discriminatore di livello ● Circuiti di ingresso e di uscita
9 - CIRCUITI INTEGRATI COMPLESSI
Progetto con circuiti integrati complessi ● Criteri di progetti di circuiti integrati complessi ● Elementi complessi ● Alcune applicazioni dei circuiti integrati complessi ● Conclusioni

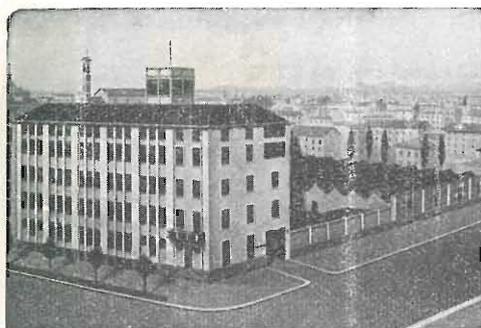
Circuiti integrati digitali serie FC - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi) - pag. 96 Prezzo L. 600

1 - INTRODUZIONE
2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
I componenti dei circuiti integrati ● Il circuito integrato completo: le isole ● Il processo di fabbricazione
3 - GENERALITA' SULLA SERIE FC DI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI TIPO DTL
Campo di impiego e tipi ● Logiche DTL ● Caratteristiche generali delle porte della serie FC ● La funzione OR di collettore ● Porta per pilotaggio con uscita di potenza ● I flip-flop della serie FC ● Il discriminatore di livello (Schmitt trigger) tipo FCL 101 ● Il multivibratore monostabile tipo FCK 101
4 - LOGICHE COMBINATORIE E SEQUENZIALI: CRITERI DI PROGETTO
Sistemi di numerazione e conteggio ● Codici ● Algebra di Boole ● Reti logiche combinatorie ● Reti sequenziali
5 - APPLICAZIONI
Funzioni logiche più comuni ● Convertitori di codice ● Complementatori ● Sommatori ● Contatori ● Shift Registers ● Generatori e formatori d'onda ● Circuiti di ingresso e di uscita

Circuiti integrati lineari per radio - televisione e bassa frequenza - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi e E. Salvioli) - pag. 72 Prezzo L. 600

1 - INTRODUZIONE
2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
I componenti dei circuiti integrati ● Il circuito integrato completo: le isole ● Il processo di fabbricazione
3 - INTRODUZIONE ALLA TECNICA DEI CIRCUITI INTEGRATI
Premessa ● Stadi accoppiati in continua ● Circuiti direttamente accoppiati a due elementi attivi ● L'amplificatore differenziale
4 - CARATTERISTICHE DEI CIRCUITI INTEGRATI PHILIPS PARTICOLARMENTE ADATTI PER APPLICAZIONI NEL CAMPO RADIO, TV, B. F.
OM 200 - TAA 103 - TAA 263 - TAA 293 ● il TAA 310 ● il TAA 320 ● il TAA 300 ● il TAA 350 ● il TAA 380 ● il TAD 100
5 - I CIRCUITI INTEGRATI NEGLI AMPLIFICATORI DI B.F.
Amplificatore di B.F. da 1,4 W / 7,5 V con TAA 263 ● Amplificatori di B.F. da 2 W / 100 V e 4 W / 200 V con TAA 320 ● Amplificatore di B.F. da 4 W / 18 V con TAA 320 ● Amplificatore di B.F. da 1 W / 9 V con TAA 300 ● Amplificatore per registratore con TAA 310
6 - I CIRCUITI INTEGRATI NEI RADIORICEVITORI
Radioricevitore per onde medie - onde lunghe con TAD 100
7 - I CIRCUITI INTEGRATI NEI RICEVITORI TELEVISIVI
Amplificatore suono intercarrier con TAA 350

I quaderni di applicazione ELCOMA possono essere richiesti alla « Biblioteca Tecnica Philips » - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano

PHILIPS s.p.a. - **SEZ. ELCOMA** - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - tel. 6994

SEDE DELLA SOCIETÀ

Ing. S. & Dr. GUIDO

BELOTTI

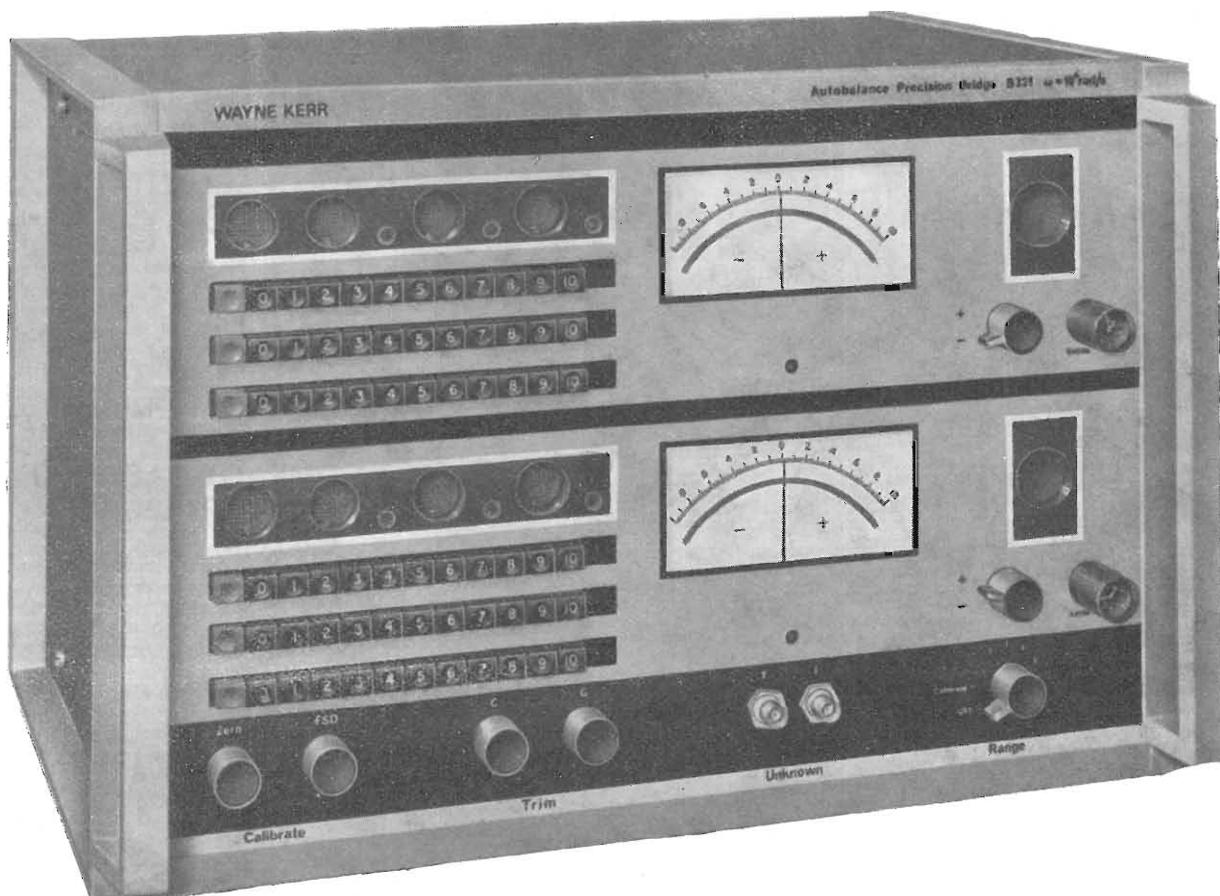
PIAZZA TRENTO 8
20135 MILANO

Posta : **20135 - MILANO**
Telefoni : **54.20.51** (5 linee)
(Prefisso **02**) **54.33.51** (5 linee)
Telex : **32481 BELOTTI**
Telegrammi: INGBELOTTI - MILANO

C.P.
GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09 - **16121**
ROMA - VIA LAZIO 6 - TELEFONI 46.00.53/4 - **00187**
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79 - **80133**

PONTE DI PRECISIONE WAYNE KERR

modello B 331

PER MISURE DI CAPACITÀ - CONDUTTANZA - RESISTENZA - INDUTTANZA

FREQUENZA: 1591,55 Hz ± 0,01 (INTERNA)
200 Hz - 20 KHz (ESTERNA)

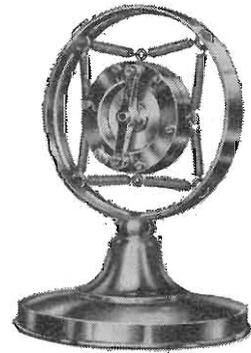
PORTATE:
10 ATTOFARAD - 1 FARAD
1 PICOMHO - 10 CHILOMHO
10 NANOHENRY - 100 MEGAHENRY
100 MICROOHM - 1 TERAOHM

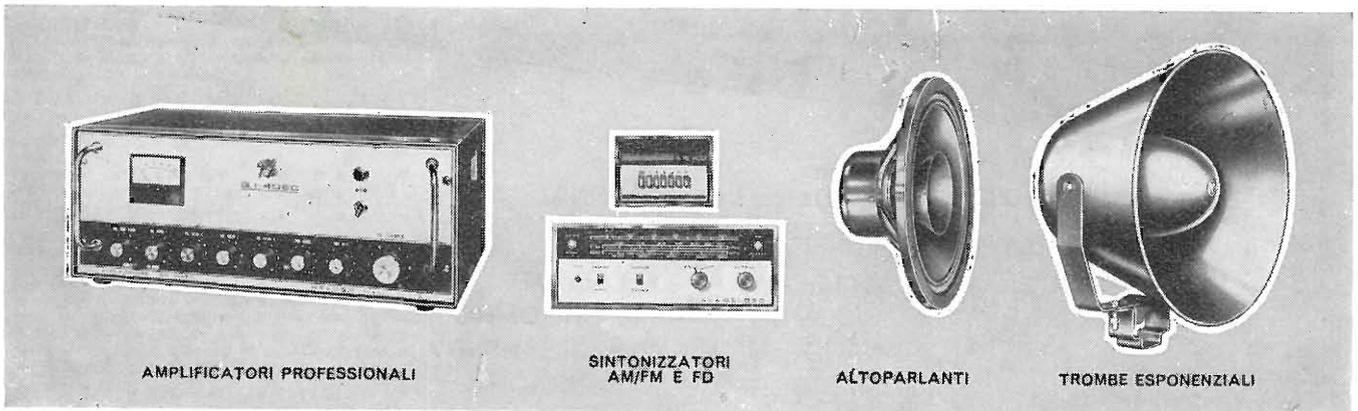
STRUMENTO DI GRANDE UTILITÀ NEL LABORATORIO ELETTRONICO

Strumenti elettronici di misura WAYNE KERR

Fiera di Milano 1970 Pad. Elettrotecnica stand 33195

GELOSO

DAL 1933

produce la più completa gamma di componenti per impianti di amplificazione

- MICROFONI
- MISCELATORI
- AMPLIFICATORI A VALVOLE ED A TRANSISTORI PER QUALSIASI IMPIEGO E PROFESSIONALI
- ALTOPARLANTI HI-FI E HEAVY DUTY
- CUFFIE
- TROMBE ESPONENZIALI
- REGISTRATORI A BOBINA, COMPACT-CASSETTE, STEREO PACK
- SINTONIZZATORI RADIO-FILODIFFUSIONE
- GIRADISCHI AUTOMATICI

GELOSO S.p.A. - VIALE BRENTA, 29 - 20139 MILANO

Supertester 680 R / ATTENZIONE !! R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 250 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 20.000 μF in quattro scale.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 12.500** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 6.900** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.**
Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 12.500** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616
per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 3.900** completo di astuccio e istruzioni.

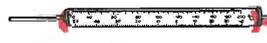
AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp*
per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 7.900** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: L. 2.900

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.
a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 3.900

SONDA PROVA TEMPERATURA
istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: L. 6.900

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: L. 2.000 cad.

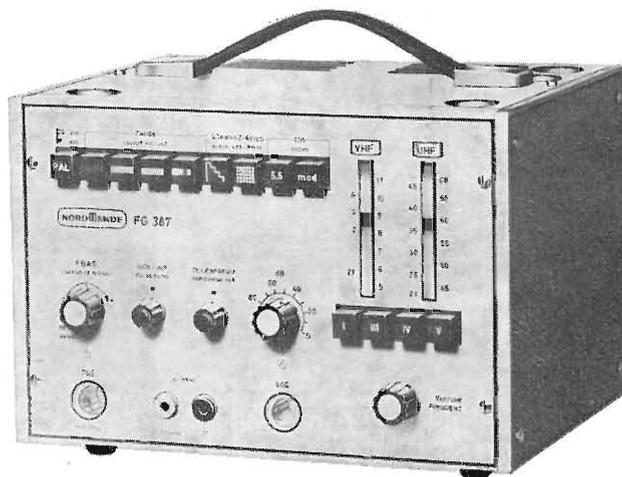
OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

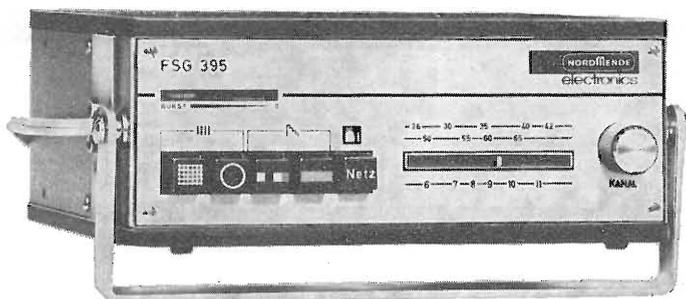
VIA RUTILIA, 19/18
20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

UNO STRUMENTO NUOVO PER UNA TECNICA MODERNA

Oltre 10.000 FG 387 venduti in Europa costituiscono la prova migliore della qualità NordMende Electronics

GENERATORE PER LABORATORIO TVC
tipo FG 387 (nuova esecuzione)

Sistema PAL/NTSC
- 6 barre cromatiche standard esattamente codificate in luminanza e crominanza
- 3 pagine di colore fondamentale miscelabili fra loro
- Reticolo costituito da 12 righe orizzontali e 15 righe verticali
- Sottoportane di colore 4,433618 MHz $\pm 10^{-5}$ generata a quarzo
- Frequenza di quadro: 50 Hz esatti; agganciata alla frequenza di riga
- Frequenza di riga 15625 Hz regolabile $\pm$ 4 % (stabilizzata $\pm 10^{-3}$ su reticolo)
- Ampiezza sincronismi regolabile dal 20 al 160% (75/5$\pm$75/40)
- Scala dei grigi composta da 6 barre esattamente codificate in luminanza
- Segnale video composito completo regolabile max $\pm$ 1,3 Vptp su 75 Ohm
- Portante Audio 5,5 MHz $\pm$ 0,1 % (disinseribile)
- Modulazione FM 1 kHz (disinseribile)
- Portante HF modulata con linearità migliore 0,5 %
- Frequenza HF selezionabile in FI - bande I - III - IV e V
- Tensione HF di uscita regolabile da $\sim$ 1 μV a $>$ 10 mV (80 dB)
- Alimentazione 220/110 V - 50 Hz - 18 VA
- Dimensioni 240 x 160 x 195 mm.
- Peso 4,5 kg.

.....e per la taratura visiva del TVC

GENERATORE PER SERVICE TVC
tipo FSG 395

- Barre di colore +(R-Y) 90°; —(R-Y)$\pm$270°; +(B-Y) 360°; —(B-Y) 180°; Precisione $\pm$ 2,5°
- Contenuto costante di luminanza: 20 %
- Superfice grigia per il controllo e taratura visiva di tutte le funzioni cromatiche del TVC
- Superfice rossa: per verifica purezza colore
- Reticolo costituito da 10 righe orizzontali ed 11 righe verticali
- Possibilità di ottenere separatamente le righe verticali od orizzontali
- Raster a punti con 2 cerchi elettronici
- Sottoportante di colore 4,433618 MHz $\pm 10^{-5}$ generata a quarzo
- Frequenza di riga: 15.625 Hz $\pm 3 \cdot 10^{-3}$
- Frequenza di quadro: 50 Hz esatti; agganciata alla frequenza di riga
- Scala dei grigi costituita da 12 barre di eguale ampiezza dal bianco al nero
- Uscita segnale video composito completo 1 Vptp su 1 kOhm
- Uscita portante RF su 240 Ohm
- Alimentazione 220/110 V - 50 Hz - 8 VA
- Dimensioni 195 x 80 x 160 mm.
- Peso 3 kg.

Altri strumenti di produzione NordMende: Oscilloscopi, Vobulatori, Voltmetri elettronici, Generatori BF - HF, Distorsiometri, Codificatori stereo. Alimentatori CA e CC, Attenuatori, Monitori BN e Colore.

È disponibile la pubblicazione: « Impiego pratico del generatore di barre di colore ». Agli interessati che ne faranno richiesta verrà inviata in contrassegno di L. 800.

NORDMENDE - Bremen
Rappresentanza Generale per l'Italia:

Ditta Ing. OSCAR ROJE

20123 Milano - Via T. Tasso, 7
Tel. 432.241/462.319/483.230

00187 Roma - Via Di Porta Pinciana, 4
Tel. 465.630/480.029

Spring

ELETTRONICA COMPONENTI

Costruzione di grande specializzazione realizzata dalle Officine Meccaniche **Antonio Banfi**

sintonizzatore VHF/UHF

CON DIODI VARICAP E DI COMMUTAZIONE

Questo nuovo selettore consente la ricezione delle trasmissioni televisive nelle seguenti bande:

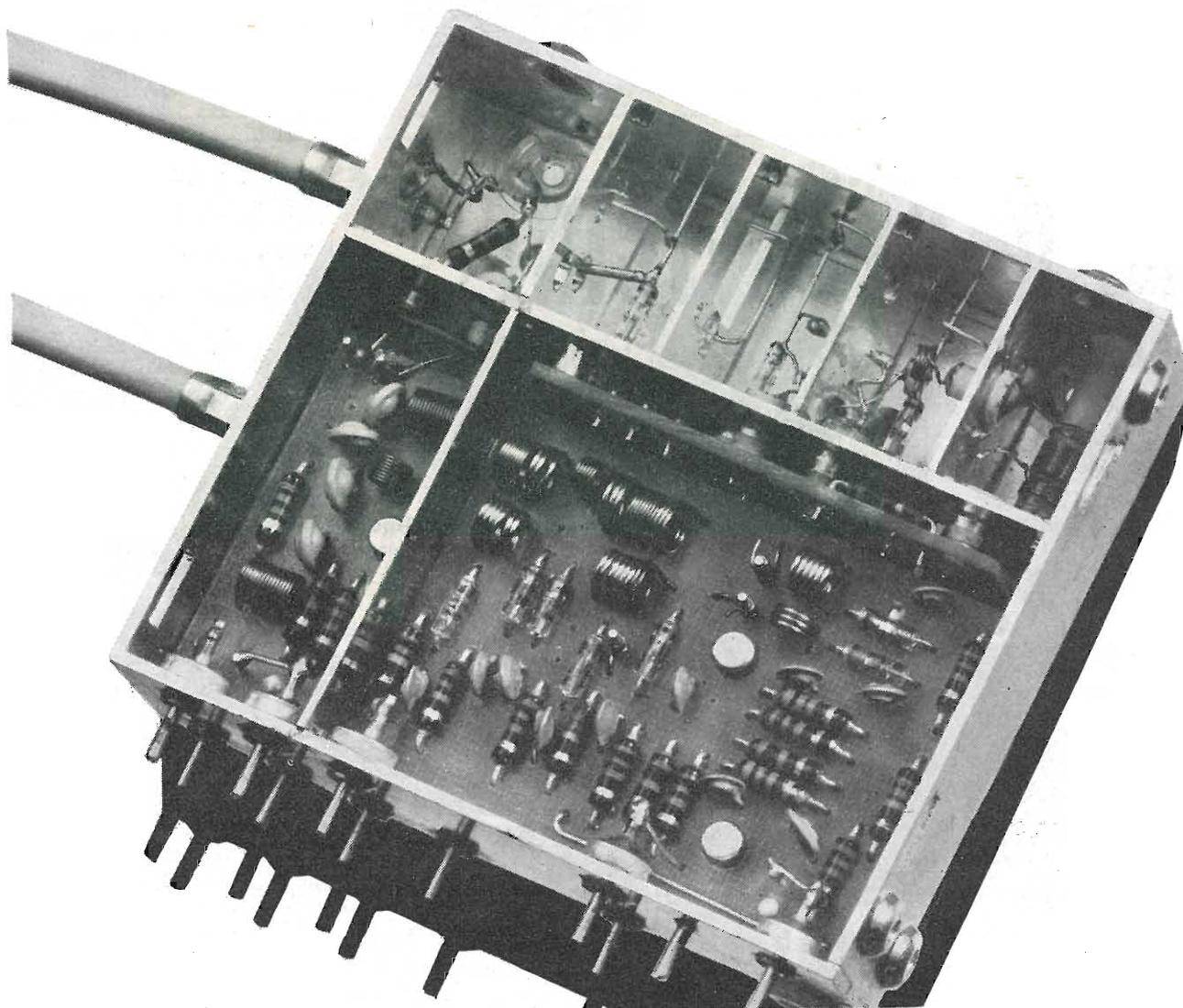
		RAI	CCIR
1ª	MHz	50 ÷ 88	44 ÷ 70
3ª	MHz	170 ÷ 234	170 ÷ 234
4ª + 5ª	MHz	460 ÷ 790	460 ÷ 790

Elevata stabilità nel ripristino di sintonia
Minimo ingombro (dimensioni mm 83x87x29)
Possibilità di sistemazione in zona fredda del televisore
Assenza di microfonicità e di falsi contatti
Possibilità di predisposizione di un numero qualsivoglia di canali, in associazione ad una tastiera **Preomat®**

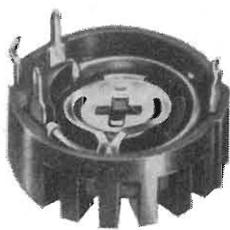
ENGELMANN 09002001

Complessi meccanici delle Officine di Precisione

Antonio Banfi

20021 BARANZATE/MILANO VIA MONTE SPLUGA 16 - TEL. 990.1881 (4 LINEE)

POTENZIOMETRI PER TELEVISIONE A COLORI

SEMIFISSO A FILO
PER CIRCUITO DI CONVERGENZA

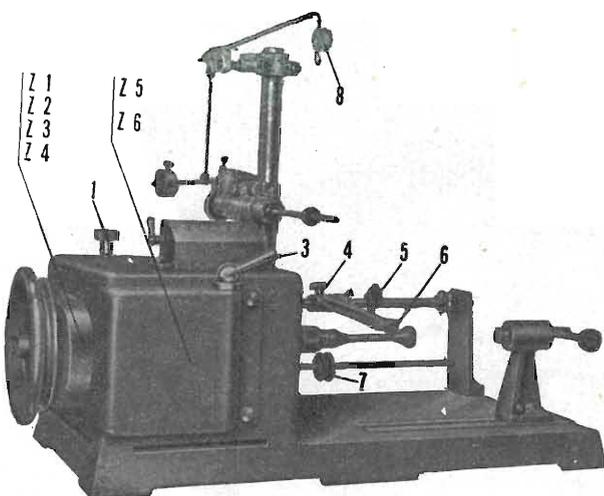
Dissipazione a 40 °C: RS 29 da 2 W; RS 39 da 3 W.
Gamma di temperatura: da −10 °C a +70 °C.
Valori: da 2,2 Ω a 10 kΩ.
Presa intermedia.
Lunghezza albero: 43,5 mm - 58,5 mm - 64 mm.

RS 29 **RS 39**

RS 29 (N 6)
RS 39 (N 6)

LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - MILANO (Italia) - Tel. 554.341
LESA DEUTSCHLAND GMBH - Wiesentalstrasse, 1 - 78 FREIBURG i/Br. (Deutschland) - Tel. (0761) 44 0 10
LESA ELECTRA S.A. - Viale Portone, 27 - 6500 BELLINZONA (Svizzera) - Tel. (092) 5 53 02
LESA FRANCE S.A.R.L. - 19, Rue Duhamel - 69 LYON 2 (France) - Tel. (78) 42 45 10
LESA OF AMERICA CORP. - 521 Fifth Avenue - NEW YORK, N.Y. 10017 (U.S.A.) - Tel. 212 697-5838

Ing. R. PARAVICINI S.R.L.

MILANO
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

TIPO PV 7

Tipo MP2A
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 1,40 mm.

Tipo AP23
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 2 mm., oppure da 0,09 a 3 mm.

Tipo AP23M
Per bobinaggi multipli

Tipo PV4
Automatica a spire parallele per fili fino a 4,5 mm.

Tipo PV7
Automatica a spire incrociate. Altissima precisione. Differenza rapporti fino a 0,0003.

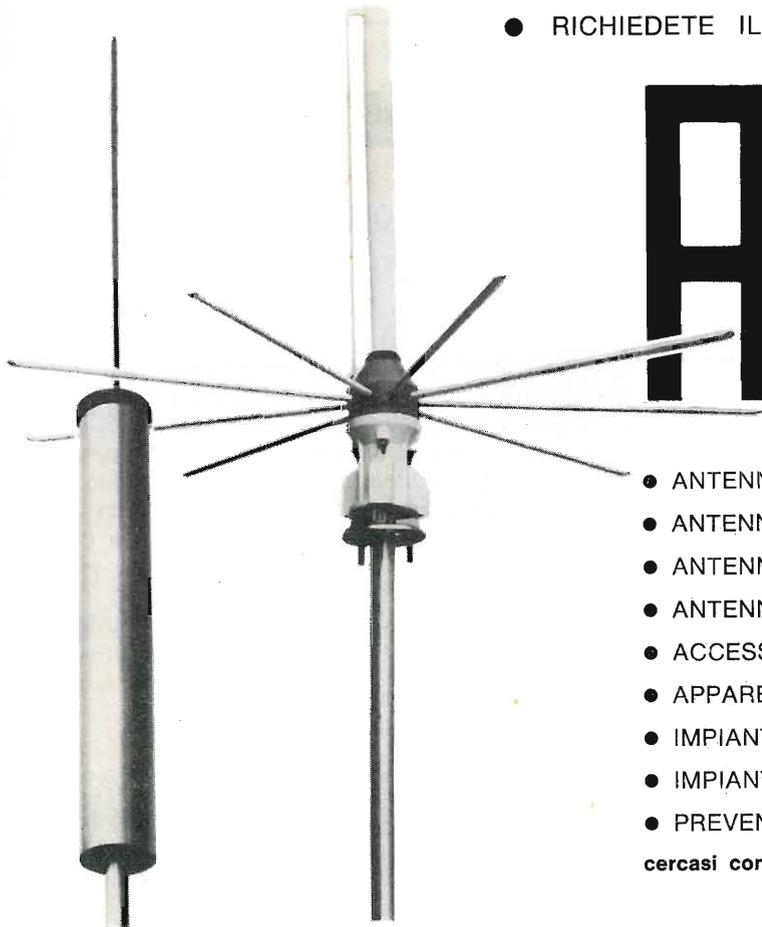
Tipo AP9
Automatica a spire incrociate.

Automatismi per arresto a fine corsa ed a sequenze prestabilite.

Tipo P 1
Semplice con riduttore.

Portarocche per fili ultracapillari (0,015) medi e grossi.

● RICHIEDETE IL NUOVO CATALOGO ILLUSTRATO

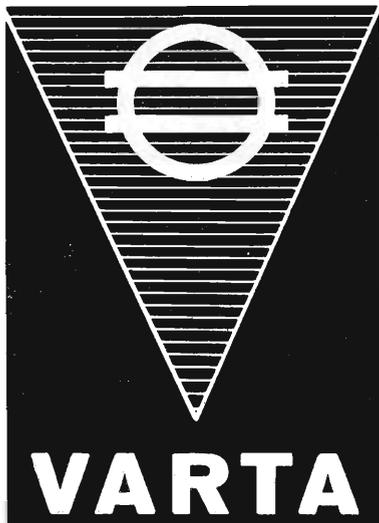
ALDENA

● ANTENNE PROFESSIONALI
● ANTENNE PER RADIOAMATORI
● ANTENNE SPECIALI
● ANTENNE PER MEZZI MOBILI
● ACCESSORI
● APPARECCHIATURE ELETTRONICHE
● IMPIANTI CENTRALIZZATI TV
● IMPIANTI SPECIALI
● PREVENTIVI E CONSULENZE

cercasi concessionari per zone libere

ALDENA - antenne e impianti - Via Odescalchi 4 - 20148 MILANO - Telefono 40.31.883

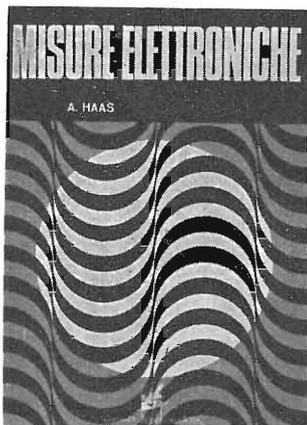
VARTA

Accumulatori ermetici al Ni-Cd

VARTA
Nickel-Cadmium
Akkumulator
DEAC D 6
gasdicht

RADIO PORTATILI
PROTESI AUDITIVA
ILLUMINAZIONE
APPARECCHIATURE SCIENTIFICHE

NESSUNA MANUTENZIONE
PERFETTA ERMETICITÀ
POSSIBILITÀ DI MONTAGGIO
IN QUALSIASI POSIZIONE

S. p. A.
Trafilerie e laminatoi di metalli
20123 **MILANO**
VIA A. DE TOGNI 2 - TEL. 876946 - 898442

Rappresentante generale
Ing. GEROLAMO MILO
20129 MILANO
Via Stoppani 31 - Tel. 278980

A. HAAS **MISURE ELETTRONICHE**

Volume pag. VIII + 320 con 320 fig. formato 17x24 cm

L. 4.500

Molto sentita è la necessità di un'opera, che tratti il vasto e interessante argomento delle misure elettroniche, nel quale s'imbatte continuamente il tecnico radio-TV nell'espletamento del suo lavoro quotidiano. Per trovare un'opera preziosa in proposito, bisogna risalire nel tempo fino al magnifico lavoro intitolato « Misure Radiotecniche » del Maestro Pession, ma tale opera è scomparsa da molti anni per esaurimento dell'ultima edizione. Il nuovo volume « MISURE ELETTRONICHE », di attuale pubblicazione da parte della Casa Editrice « Il Rostro », aggiunge alla trattazione degli argomenti classici, quella delle nuove misure (ad es. sui semiconduttori).

Il volume dell'A. Haas, tradotto in italiano da un valente specialista, comprende 7 capitoli, nei quali le misure elettroniche sono così trattate:

Cap. I - Principi fondamentali delle misure
Cap. II - Misure di grandezze elettriche
Cap. III - Misura dei componenti passivi
Cap. IV - Misure sui tubi elettronici
Cap. V - Misure sui dispositivi semiconduttori
Cap. VI - Misure sugli amplificatori
Cap. VII - La stabilizzazione degli alimentatori

Il volume è indispensabile al tecnico di laboratorio, al riparatore radio-TV, al progettista di apparecchiature elettroniche industriali (calcolatori, automazione ecc.) e allo studente di elettronica.

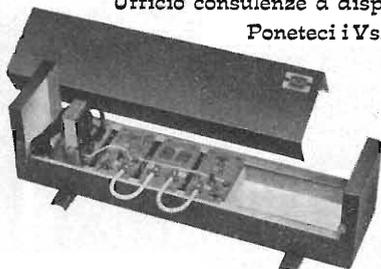
Editrice IL ROSTRO - 20155 MILANO - Via Monte Generoso 6/a - Tel. 321542 - 322793

VIDEOSERVICE TVC

edito dalla:

EDITRICE IL ROSTRO

A.C.S. **IMPIANTI CENTRALIZZATI TV**

Tutti i componenti per piccoli e grandi impianti
Ufficio consulenze a disposizione dei Sigg. clienti
Poneteci i Vs. problemi senza impegno.

RICHIEDETE IL CATALOGO GENERALE, VI SARA' INVIATO GRATUITAMENTE

RAPPRESENTANTE PER LA LOMBARDIA

S.C.E. - MILANO Via Tortona 72 - Tel. 4225620

QUANDO IL CLIENTE
VUOLE QUALITA'
CHIEDE

Westinghouse

TELEVISORI - ELETTRODOMESTICI

A. F. a diodi varicap
alimentazione a.c. - d.c.
batteria incorporata

Mod. 1312 - 12"

tutto cristallo - A. F. a transistors

Mod. 2023 - 23"

« COSTRUITI PER DURARE »

Westman S.p.A.

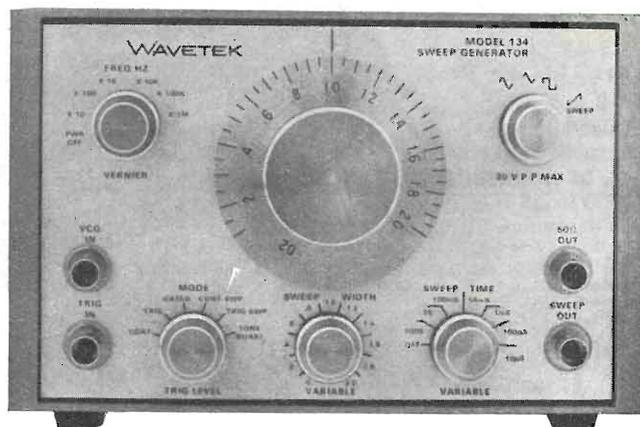
Licenziataria Westinghouse

Milano - Via Lovanio , 5
Tel. 635.218 - 635.240 - 661.324
650.445

WAVETEK

CON I GENERATORI SWEEP/MARKER

POTETE coprire la gamma da 0,1 MHz a 1000 MHz (VHF-UHF) scegliendo tra molti modelli per soddisfare le diverse esigenze di produzione o di laboratorio. In figura è mostrato il Mod. 1001, ideale per il laboratorio, che copre la gamma da 0,5 MHz a 300 MHz in uno sweep, uscita + 13 dbm sull'intera gamma con 0,25 db di piattezza, programmabile in frequenza, ampiezza sweep ed attenuazione (20 db), usabile come generatore di segnali con attenuatore calibrato d'uscita.

CON I NUOVI OSCILLATORI MULTIFUNZIONI

POTETE ottenere onde sinusoidali, quadre e triangolari (ed uscita sincronismo) da 0,2 Hz 2 MHz con risposta piatta in frequenza e bassa distorsione a costi convenientissimi a partire da **L. 281.000** per il Mod. 130. Numerosi modelli disponibili (n figura Mod. 134 con possibilità di sweep incorporato e controllo di frequenza da tensione esterna con dinamica 1000 : 1).

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA:

Dott. Ing. MARIO VIANELLO

Sede: 20122 - MILANO
Via Luigi Anelli n. 13 - Telefoni 553811 - 553081
Filiale: 00185 - ROMA
Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Tel. 772250/941

NOVOTest

B R E V E T T A T O

ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

puntate sicuri

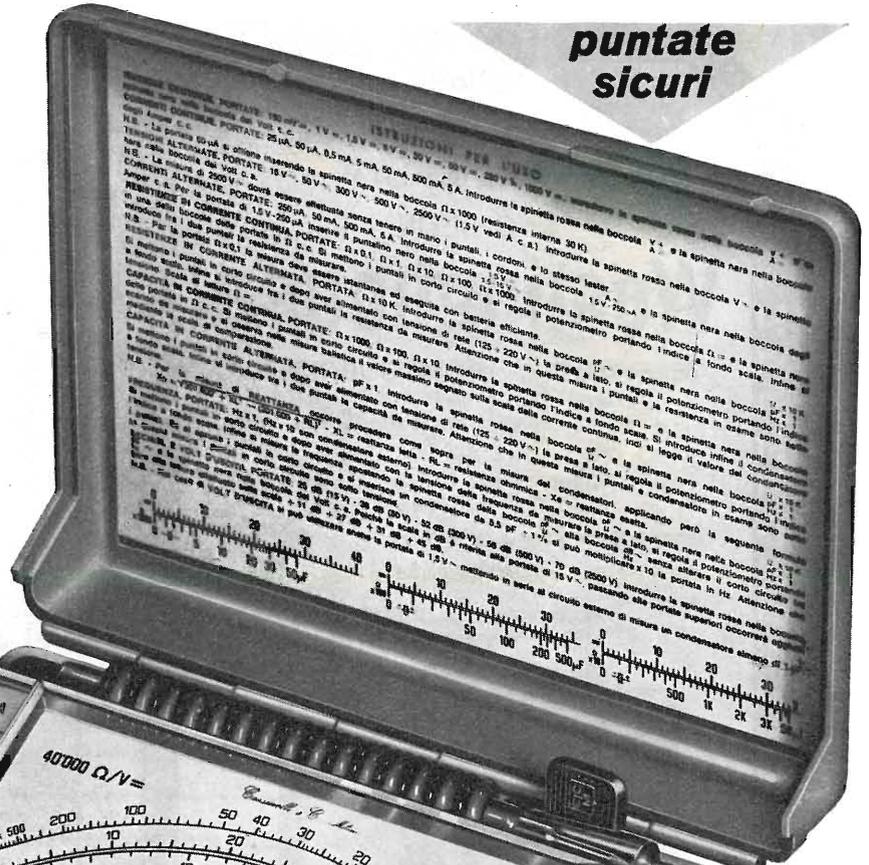
Mod. TS 140 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

- **VOLT C.C.** 8 portate: 100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1000 V
- **VOLT C.A.** 7 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
- **AMP. C.C.** 6 portate: 50 μA - 0.5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- **AMP. C.A.** 4 portate: 250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- **OHMS** 6 portate: Ω × 0.1 - Ω × 1 - Ω × 10 - Ω × 100 Ω × 1 K - Ω × 10 K
- **REATTANZA** 1 portata: da 0 a 10 MΩ
- **FREQUENZA** 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens.ester.)
- **VOLT USCITA** 7 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
- **DECIBEL** 6 portate: da — 10 dB a + 70 db
- **CAPACITÀ** 4 portate: da 0 a 0.5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (aliment. batteria)

Mod. TS 160 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

- **VOLT C.C.** 8 portate: 150 mV - 1 V - 1.5 V - 5 V 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V
- **VOLT C.A.** 6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V 500 V - 2500 V
- **AMP. C.C.** 7 portate: 25 μA - 50 μA - 0.5 mA - 5 mA 50 mA - 500 mA - 5 A
- **AMP. C.A.** 4 portate: 250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- **OHMS** 6 portate: Ω × 0.1 - Ω × 1 - Ω × 10 Ω × 100 - Ω × 1K - Ω × 10K
- **REATTANZA** 1 portata: da 0 a 10 MΩ
- **FREQUENZA** 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens.ester.)
- **VOLT USCITA** 6 portate: 1,5 V (conden. ester.) - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
- **DECIBEL** 5 portate: da — 10 dB a + 70 db
- **CAPACITÀ** 4 portate: da 0 a 0.5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (aliment. batteria)

MISURE DI INGOMBRO
mm. 150 × 110 × 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600

scale a 5 colori

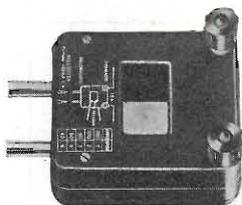
ITALY

CICM

Cassinelli & C.

20151 Milano □ Via Gradisca, 4 □ Telefoni 30.5241 / 30.52.47 / 30.80.783

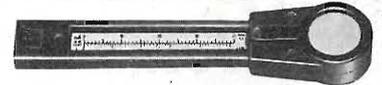
una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER CORRENTE ALTERNATA

Mod. TA 6/N portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A

DERIVATORE PER CORRENTE CONTINUA Mod. SH/150 portata 150 A Mod. SH/30 portata 30 A

PUNTALE ALTA TENSIONE

Mod. VC 1/N portata 25.000 V c.c.

CELLULA FOTOELETTRICA

Mod. T 1/L campo di misura da 0 a 20.000 LUX

TERMOMETRO A CONTATTO

Mod. T 1/N campo di misura da — 25° + 250°

DEPOSITI IN ITALIA

- **BARI** - Biagio Grimaldi, Via Pasubio, 116
- **BOLOGNA** - P.I. Sibani Attilio, Via Zanardi, 2/10
- **CATANIA** - RIEM, Via Cadamosto, 18
- **FIRENZE** - Dr. Alberto Tiranti, Via Frà Bartolomeo, 38
- **GENOVA** - P.I. Conte Luigi, Via P. Salvago, 18
- **TORINO** - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè, C.so D. degli Abruzzi, 58 bis
- **NAPOLI** - Cesarano Vincenzo, Via Strettoia S. Anna alle Paludi, 62
- **PESCARA** - P.I. Accorsi Giuseppe, Via Osento, 25
- **ROMA** - Tardini di E. Cereda e C., Via Amatrice, 15

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

MOD. TS 140 L. 10.800 franco nostro stabilimento
MOD. TS 160 L. 12.500

1970 - ANNO XLII **1**

l'antenna

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

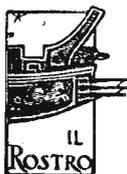
Direttore responsabile Alfonso Giovene

Comitato di Redazione Edoardo Amaldi - Gerolamo Bertinato - Cesare Borsarelli - Antonio Cannas - Fausto de Gaetano - Giorgio Del Santo - Leandro Dobner - Alfredo Ferraro - Giuseppe Gaiani - Fabio Ghersel - Gustavo Kuhn - G. Monti Guarnieri - Antonio Nicolich - Sandro Novellone - Donato Pellegrino - Paolo Quercia - Giovanni Rochat - Almerigo Saitz - Gianfranco Sinigaglia

Consulente tecnico Alessandro Banfi

SOMMARIO

Direzione, Redazione Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO 6/a - 20155 MILANO - Telefoni 32.15.42 - 32.27.93

C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *"l'antenna"* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500, l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000 estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Tutti i diritti di proprietà artistica e letteraria sono riservati per tutti i Paesi. La riproduzione di articoli e disegni pubblicati è permessa solo citando la fonte. La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni e le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

La parte riservata alla pubblicità non supera il 70%.

Autorizz. del Tribunale di Milano 9-9-1948 n. 464 del Registro - Tipografia Edizioni Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi 6
Diffusione: DI PRESS - Corso Lodi, 47 - 20139 Milano - Tel. 542.013

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

20121 MILANO
via Moscova 40/7
Telefoni 667.326 - 650.884

00161 ROMA
Via F. Redi 3
Telefono 84.44.073

Nuovo oscilloscopio trigger a larga banda mod. 0169

CARATTERISTICHE

AMPLIFICATORE VERTICALE

Responso in frequenza: dalla DC a 15 MHz

Tempo di salita: minore di 30 nSec

Sensibilità: da 20 mVpp/cm a 20 Vpp/cm

Impedenza d'ingresso:
1 MOhm con 30 pF circa

Calibrazione: onda quadra 2 cm

AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

Responso di frequenza:
limitato dalla DC a 300 KHz

Sensibilità: 100 mVpp/cm

Espansione: regolabile, mass. x 10

ASSE TEMPI

Tempi di scansione: da 150 mSec/cm
a 200 nSec/cm

Funzionamento: triggerato o ricorrente
±: int, est, rete, riga e quadro TV

Asse Z: soppressione + 25 Vp

Tubo impiegato: 5" tipo D13-480GH Philips

Semiconduttori impiegati: compless. n. 55

Dimensioni: 19 x 28 x 39 cm

dott. ing. Alessandro Banfi

Evoluzione musicale del teleutente

Come avevamo già auspicato e previsto qualche tempo fa, il nostro pubblico e particolarmente quello giovane, incomincia finalmente a capire che la canzonetta costituisce un repertorio musicale ormai inflazionato e di basso livello.
E ciò è stato confermato sia dalle più recenti indagini di gradimento dei programmi radiotelevisivi, sia dall'andamento del commercio discografico, che come è noto, è strettamente collegato, anche in modo sovente molto criticato alle trasmissioni RAI.
I giovani si sono stancati della canzonetta e dei vari divi di scarse qualità artistico-musicali, imposti dalle case discografiche. Lo si è visto in molte recenti manifestazioni canore, non esclusa Canzonissima: l'umore e la tendenza musicale è fortunatamente mutato in favore di una musica più seria e più degna.
E di questo mutamento delle preferenze giovanili se n'è già accorto il mercato discografico che ha visto calare paurosamente le vendite delle canzonette a 45 giri che costituivano il nerbo della produzione di molte delle fungaia di case editrici di dischi recentemente apparse. Anche la RAI, opportunamente ha ridimensionato i suoi programmi riducendo sensibilmente il tempo dedicato alle canzoni, tendenza questa che verrà ulteriormente accentuata nei prossimi mesi.
Ma è sommamente interessante sottolineare, particolarmente in questa sede, il profilo psicologico del comportamento del pubblico in questa vicenda.
Negli anni passati, durante la fase ascendente della popolarità delle canzonette, fu lo stesso pubblico di giovani, di «fans», a creare ed esaltare le gloriuzze dei vari divi e delle canzoni da essi lanciate, acquistando a valanga dischi e contribuendo così a portare alle stelle compensi e guadagni a tutto un mondo di frenetici e mercantili interessi. Ora, giunta l'inflazione e caduto l'interesse alle canzonette, è proprio lo stesso pubblico a dettare le sue mutate preferenze, semplicemente astenendosi dall'acquisto dei nuovi dischi imposti dalle case discografiche.
Le tendenze preferenziali dei giovani ora vanno, per la musica leggera a musiche più degne e qualificate, molte di provenienza straniera e soprattutto per la musica classica, seria, di alto livello artistico sino ad oggi un po' trascurata.
Ed è con immenso piacere che oggi possiamo constatare questa felice evoluzione della coscienza musicale dei nostri giovani, nei rispetti dei mediocri livelli spirituali del materialismo canzonettistico.
Ed a questa lodevole tendenza, oltre che ad una sua indiretta conferma, ha fatto seguito una sensibile richiesta di complessi fonografici ad alta qualità e di dischi di musiche classiche, sinfoniche ed operistiche.
La produzione nazionale in questo settore, anche se sinora un po' trascurata, è veramente notevole sia come qualità della riproduzione musicale, sia come convenienza economica, anche nei rispetti della produzione straniera la più qualificata.
Il giovane pubblico italiano ha finalmente dimostrato la sua maturità culturale in campo musicale, in antitesi alla dilagante superficialità materialistica.

A.

Luigi Cesone

Portata utile e di perturbazione dei trasmettitori e loro influenza sulla pianificazione delle reti*

Si descrive un metodo che permette di pianificare sistematicamente reti radiotelefoniche per auto. Si aspira a una soluzione che permette un impiego razionale delle attrezzature e delle frequenze, premesso che la qualità di trasmissione raggiunga una intelligibilità del suono di $\geq 80\%$. Si tien conto della propagazione e della distribuzione dell'intensità di campo nel terreno, delle possibilità di perturbazione reciproca, delle caratteristiche delle attrezzature, delle necessità di canali e della loro occupazione.

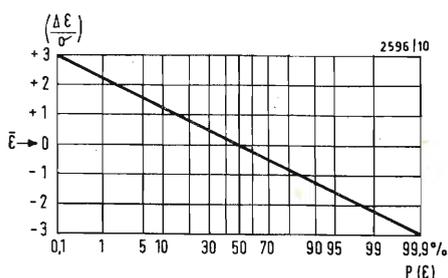



Fig. 1 - Il grafico rappresenta la probabilità di superamento della soglia di intensità di campo.

1. - INTRODUZIONE

La portata utile ed il raggio d'azione di perturbazione dei trasmettitori radiotelefonici sono degli elementi essenziali per il lavoro di pianificazione di reti servite da posti radiotelefonici mobili. Il primo elemento citato, vale a dire la cosiddetta portata utile, determina il numero di trasmettitori necessari per assicurare il servizio entro i limiti di una certa regione, mentre il secondo, vale a dire il raggio d'azione di perturbazione, impone la minima distanza necessaria fra apparecchi che operino sul medesimo canale; il numero di canali in alta frequenza necessari per garantire il collegamento in una regione prefissata è, a sua volta determinato dalle caratteristiche della portata utile e da quelle della portata di perturbazione.

Nel presente articolo si prenderanno in esame gli aspetti dei raggi d'azione citati e le loro rispettive influenze sul lavoro di pianificazione delle reti di telecomunicazione. I principali parametri utilizzati per lo studio in oggetto sono i seguenti:

la propagazione e la ripartizione del campo elettromagnetico;

la massima probabilità accettabile di perturbazioni;

la minima sensibilità richiesta per le apparecchiature riceventi;

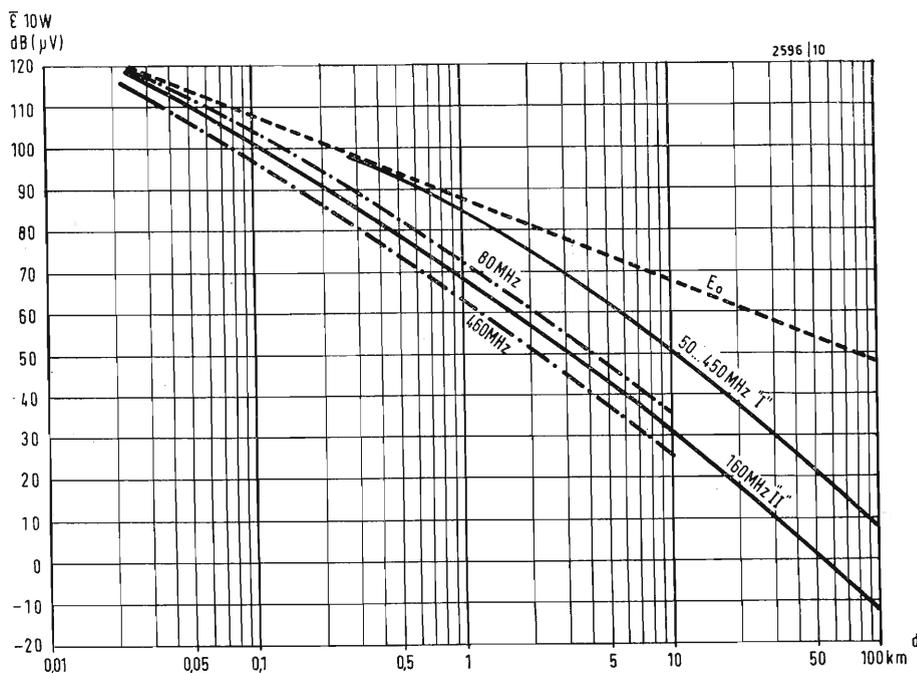
la massima potenza accettabile per i trasmettitori.

A titolo d'esempio, si procederà ad una valutazione numerica delle portate per una installazione locale e per una installazione regionale di radiotelefoni per auto collegati alla rete telefonica pubblica nel caso in cui venga impiegata per le citate apparecchiature la modulazione di fase. Saranno in seguito abbozzate le condizioni di esistenza di una rete ideale e di una rete reale adattata alle condizioni geografiche della Confederazione Elvetica — Paese in cui è stata condotta l'indagine in oggetto — servendosi per il calcolo delle portate, utile e perturbatrice, ottenute in precedenza. I canali in alta frequenza verranno ripartiti in base ad un metodo che tiene conto delle esigenze della popolazione locale, dello stato di occupazione dei canali, delle caratteristiche dei diversi servizi mobili, nonché della topografia dei luoghi interessati. Tale procedura consente di attuare una pianificazione di carattere economico sotto il doppio punto di vista delle apparecchiature e delle frequenze necessarie.

2. - PROPAGAZIONE E RIPARTIZIONE DEL CAMPO ELETTROMAGNETICO

Durante lo svolgimento di un collegamento radiotelefonico da un veicolo in movimento, l'intensità del segnale utile e quella dei segnali perturbanti subisce notevoli variazioni. È quindi opportuno ricorrere ad una rappresentazione statistica per descrivere i campi elettromagnetici associati a detti fenomeni di propagazione. L'esperienza mostra che l'intensità di campo è ripartita approssimativamente secondo una legge logaritmica quando si prendano in considerazione delle superfici superiori di circa 1 km². In tal caso, il valore medio

(*) *Bulletin technique PTT*, settembre 1969, pag. 386.

Fig. 2 - Valore medio dell'intensità di campo prodotto da un trasmettitore di 10 W in funzione della distanza in zone soggette ad irradiazione diretta.
I - Altezza dell'antenna di emissione 100... 1000 metri
II - Altezza dell'antenna di emissione 20... 70 metri
Altezza dell'antenna di ricezione 2 metri.
ε_0: Intensità di campo nello spazio libero.
Per convertire le indicazioni del diagramma per potenze di emissione differenti di 10 W si impieghi l'espressione 2.

$\bar{\varepsilon}$ e lo scarto tipico σ sono elementi sufficienti per descrivere la ripartizione. La probabilità che l'intensità di campo in un luogo qualsiasi superi un valore dato ε, per esempio una certa soglia $\check{\varepsilon}$, viene espressa dalla formula:

$$P(\varepsilon) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{\check{\varepsilon}}^{\infty} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\bar{\varepsilon}}{\sigma}\right)^2\right] dx \qquad (1)$$

Il significato di questa espressione è rappresentato graficamente in figura 1. Si noti che è impossibile ottenere il valore di $\bar{\varepsilon}$ e di σ mediante il calcolo; detto valore infatti deve essere determinato unicamente sperimentalmente. Ciò è stato fatto in diversi paesi ed i risultati ottenuti sono stati raccolti e condensati nel II volume dei documenti della conferenza del CCIR di Oslo (1966).
Sfortunatamente i valori indicati dalle raccomandazioni del CCIR non risultano sempre validi per un territorio dalla topografia tormentata come quello della Confederazione Elvetica — Paese al quale sono riferite le note qui esposte — onde è stato necessario eseguire delle misure complementari. La figura 2 e la tabella I riassumono i risultati di queste misure, risultati perfettamente utilizzabili per l'impostazione sistematica di progetti di installazione di radiotelefoni di uso veicolare o comunque mobile. Naturalmente è indispensabile verificare sempre sperimentalmente le condizioni di propagazione prima di intraprendere la costruzione di una rete di telecomunicazione.

Tabella I - Valori caratteristici dello scarto tipico di intensità di campo

Tipo di terreno	σ
Tronco di strada di 1 km sul Plateau svizzero	4... 6 dB
Tronco di strada di 10 km nelle valli alpestri	5... 7 dB
Cerchio di 5 km di raggio sul Plateau svizzero	7...11 dB
Principali città elvetiche	7...11 dB

Ecco poi nel seguito la formula per il calcolo della conversione in potenza di altri trasmettitori variamente localizzati:

$$\bar{\varepsilon}_{x\,W}(d) = \bar{\varepsilon}_{10W}(d) + 10 \log P_{xW/10} \qquad (2)$$

Si noti che, inizialmente, il campo varia anche in funzione delle condizioni metereologiche, quantunque detta influenza sia trascurabile in rapporto a quella relativa alle condizioni del luogo, in particolare per le brevi distanze considerate nel caso dei servizi radiomobili.

3. - ESAME DELLE CAUSE E DELLA PROBABILITA' DI PERTURBAZIONI RECIPROCHE FRA POSTAZIONI FISSE E POSTAZIONI MOBILI

È noto che il campo elettromagnetico generato da un apparecchio trasmittente può dar luogo ad interferenze nei confronti di altre installazioni di radiocomunicazione site in prossimità. È altresì evidente che, essendo limitata la gamma delle frequenze disponibili, occorre attribuire gli stessi canali di servizio a differenti installazioni. Da tutto ciò deriva un effettivo pericolo di perturbazione che appare particolarmente manifesto ai limiti del territorio servito, proprio dove il valore del campo utile è ridotto a valori minimi. D'altra parte, può accadere che il campo elettromagnetico elevato presente in prossimità di una emittente provochi disturbi a reti radioelettriche operanti su canali differenti da quello attribuito all'emittente citata.
Dette perturbazioni si possono presentare sotto due distinti aspetti aventi le seguenti conseguenze: esse possono influenzare la trasmissione stessa oppure manifestarsi durante gli intervalli di pausa delle trasmissioni. Mentre appare relativamente facile rimediare alle perturbazioni di questo secondo tipo mediante l'impiego di un dispositivo che blocca il canale di Bassa Frequenza del ricevitore fintanto che quest'ultimo non riceva una portante modulata da un segnale pilota, risulta assai più difficile ridurre l'influenza delle perturbazioni del primo genere: è appunto di tali perturbazioni che si tratterà nelle considerazioni che seguono.

3.1 - Probabilità di perturbazione

Affinchè una perturbazione si manifesti è necessaria l'esistenza di due condizioni fondamentali: occorre innanzitutto che un posto radiomobile venga a trovarsi, una volta stabilito il collegamento, in una zona minacciata da perturbazione; occorre poi che l'emittente disturbante entri in funzione in quel preciso momento. In tal caso, designando mediante il simbolo P_0 la

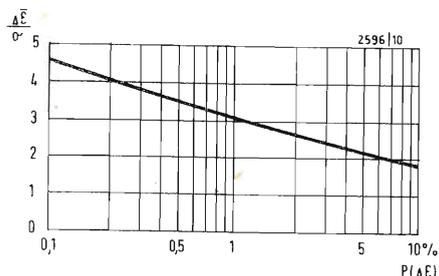



Fig. 3 - Il grafico illustra la probabilità che il rapporto fra l'intensità di campo di due segnali sia superiore ad 1 quando lo scarto delle medie assume un valore prefissato.

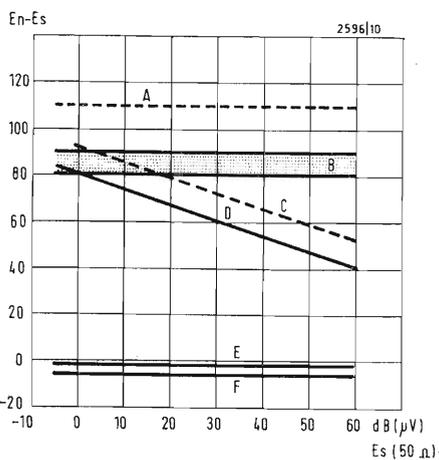



Fig. 4 - *A* limite di surmodulazione
B SD, ND, MD, RD, nel canale adiacente
C ND di ordine superiore
D ID di terzo ordine
E SD nel canale utile per spaziature di 50kHz
F SD nel canale utile per spaziature di 25 kHz
Valori indicativi dello scarto minimo ammissibile fra il livello del segnale perturbante e quello del segnale utile in funzione del valore di quest'ultimo nella banda di 160 MHz (questi valori sono attendibili solo nel caso di ricevitori di ottima qualità).

probabilità che si realizzi la prima condizione, e con il simbolo P_z quella che si attui la seconda ed introducendo inoltre la probabilità $P(\Delta\varepsilon)$ con la quale il rapporto segnale-disturbo in alta frequenza è inferiore al limite accettabile nella zona minacciata, è possibile calcolare la probabilità di perturbazione $P_{st\ddot{o}r}$ mediante l'espressione:

$$P_{st\ddot{o}r} = P(\Delta\bar{\varepsilon}) \cdot \sum_j P_{0j} \cdot P_{zj} \qquad (3)$$

(Poichè nel raggio di azione di un trasmettitore possono sovrapporsi numerose zone minacciate, in tal caso le probabilità di perturbazione si sommano aritmeticamente).

Come stiamo per chiarire in maggior dettaglio, la probabilità $P(\Delta\bar{\varepsilon})$ dipende sia dalle caratteristiche delle apparecchiature, sia dalle condizioni di propagazione del campo.

P_0 è normalmente $\ll 1$ poichè è assai raro che il veicolo venga ad arrestarsi proprio in una zona soggetta a tali perturbazioni. Se la densità del traffico è abbastanza regolare, tale probabilità sarà eguale al rapporto fra la superficie F_i della regione soggetta alle perturbazioni rispetto alla superficie F_0 della regione servita. Tali superfici si calcolano basandosi sulla portata utile e su quella perturbatrice dei trasmettitori impiegati. Ordinariamente si constata che la portata perturbatrice F_i dei trasmettitori con installazione fissa è maggiore di quella dei trasmettitori mobili conseguentemente alla maggiore potenza ad essi associata ed alla più favorevole disposizione delle loro antenne. Ne deriva che le perturbazioni provocate da una postazione fissa nei confronti di una postazione mobile sono assai più probabili rispetto alle perturbazioni fra postazioni mobili, onde ci occuperemo unicamente del primo tipo. Trascureremo anche di parlare dei fenomeni perturbanti fra postazioni fisse dato che essi possono essere praticamente evitati mediante una opportuna scelta nella sistemazione delle stazioni e con un appropriato disaccoppiamento delle antenne.

La probabilità P_z è eguale al prodotto delle probabilità di occupazione del trasmettitore utile e del trasmettitore perturbante durante le punte di traffico; essa può essere dedotta dai valori ricavati dai grafici di figura 9.

3.2 - Rapporto segnale-disturbo richiesto in alta frequenza

Quando il livello del segnale in alta frequenza si mantiene costante, la portante del segnale interferente può superare quella del segnale utile di una quantità eguale al valore di attenuazione dovuto alla selettività del ricevitore, misurato (con il metodo dei due segnali) evitando che le caratteristiche della trasmissione subiscano una riduzione. È noto che propagandosi sul terreno i livelli dei campi in alta frequenza non si mantengono costanti; la loro ripartizione statistica è conforme ai risultati ottenuti applicando l'espressione (1). Il segnale utile e quello interferente sono ordinariamente associati a dei livelli medi di differente valore, mentre al contrario, il loro scarto relativo è pressocchè identico dipendendo anzitutto dalla topografia della zona soggetta a perturbazioni. Occorre a questo punto tener conto delle dispersioni per evitare che non si producano delle perturbazioni quando il valore minimo del campo utile viene a coincidere con il valore massimo del campo perturbatore. È in tal caso possibile determinare la probabilità $P(\Delta\varepsilon)$ con la quale il campo perturbante supera il campo utile in una data zona applicando l'espressione:

$$P(\Delta\varepsilon) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta\varepsilon}{\sigma}\right)^2\right] \int_{\frac{\Delta\varepsilon}{\sigma}}^{+\infty} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(x - \frac{\Delta\bar{\varepsilon}}{\sigma}\right)^2\right] dx \cdot d\left(\frac{\Delta\varepsilon}{\sigma}\right) \qquad (4)$$

la cui rappresentazione grafica appare in figura 3. Da questa figura è possibile ricavare lo scarto minimo

$$\Delta\bar{\varepsilon}_{erf} = \left(\frac{\Delta\bar{\varepsilon}}{\sigma}\right)_{P(\Delta\varepsilon)} \cdot \sigma$$

fra i valori medi dei campi utili e perturbante necessario per evitare che i casi di interferenza si mantengano sotto il valore percentuale $P\%$. Ciò significa che, in pratica, occorre scegliere quale segnale interferente in alta frequenza di livello costante un segnale il cui valore sia ridotto della quantità $\Delta\bar{\varepsilon}_{erf}$. Ciò significa che il segnale interferente non deve superare il segnale utile di una quantità superiore di quella data dall'espressione:

$$\Delta\bar{\varepsilon}_{zul} = SD - \left(\frac{\Delta\bar{\varepsilon}}{\sigma}\right) P(\Delta\varepsilon)_{zul} \cdot \sigma \qquad (5)$$

Allorchè un solo componente del segnale interferente (spettro dovuto alla modulazione o al soffio, prodotto di intermodulazione o di mescolazione) agisce sul ricevitore accordato su altre frequenze rispetto a quelle corrispondenti alla normale ricezione, bisogna scegliere uno scarto appropriato. Occorre allora introdurre nella figura 4 i valori di attenuazione *MD, RD, ID* o *ND* invece dell'attenuazione *SD* dovuta alla selettività. Per una pianificazione ottimale, ciascuna di queste attenuazioni raggiunge pressappoco il valore di *SD*.

3.3 - Caratteristiche delle apparecchiature agenti in modo notevole sulla probabilità di interferenza nel caso della modulazione di fase

La misura della selettività con il metodo dei due segnali ci informa sull'ampiezza massima che può essere applicata all'ingresso di un ricevitore. I valori di selettività all'interno e all'esterno del canale di lavoro, forniti dalla figura 4, corrispondono a ciò che è

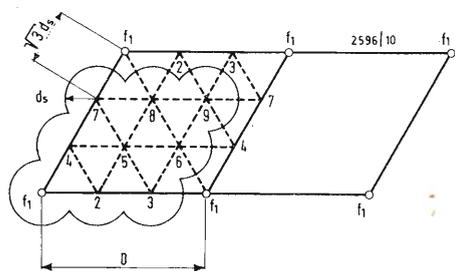



Fig. 5 - Rappresentazione ideale di una rete radiotelefonica.

possibile ottenere oggi da ricevitori di buona qualità. La tensione perturbatrice massima è quella per cui gli stadi *AF* sono eccitati fino a raggiungere la saturazione (circa 110 dB [μV] su 50 Ω). Si produce in tal caso una limitazione di ampiezza che riduce drasticamente il segnale utile.

Per quanto riguarda la banda passante, occorre che il segnale perturbatore sia abbastanza debole per poter essere ridotto di ampiezza dal circuito limitatore negli stadi che precedono i demodulatori. Prima ancora che si giunga al fenomeno della saturazione, si riducono delle distorsioni non lineari negli stadi preamplificatori e nello stadio mescolatore. Le armoniche risultanti battono con quelle generate dall'oscillatore locale del ricevitore ed i prodotti di mescolazione cadendo nella gamma della frequenza intermedia si traducono nei fenomeni noti con la denominazione di « frequenze di accordo fantasma ». È possibile determinare la posizione di tali frequenze di accordo fantasma mediante l'espressione:

$$p \cdot f_o - q \cdot f_N = \pm f_{ZF} \qquad (6)$$

Gli accordi fantasma su frequenze sufficientemente distanti dalla frequenza utile non sono generalmente critiche poichè l'effetto di preselezione introdotto dai circuiti del ricevitore attenua considerevolmente il segnale interferente. In figura 4 sono riportati i valori caratteristici, naturalmente approssimativi, della selettività di ricevitori di buona qualità nei confronti di frequenze di accordo fantasma.

Quando due o più segnali interferenti vengono ricevuti contemporaneamente, si manifestano dei « prodotti di intermodulazione» per effetto di comportamento allineare dei circuiti; detti prodotti di intermodulazione possono in parte capitare entro il canale di ricezione. Quelli più critici sono i prodotti di intermodulazione di terzo ordine la cui frequenza è data dall'espressione:

$$f_{N1} + f_{N2} - f_{N3} = f_S \text{ oppure}$$
$$2f_{N1} - f_{N2} = f_S \qquad (7)$$

Le perturbazioni da intermodulazione si presentano particolarmente nel caso di postazioni fisse che prevedono il funzionamento contemporaneo di più apparecchi. Essi danno luogo a campi di eguale intensità nella località di ricezione. La figura 4 illustra quale sia, in questo caso, il livello perturbatore tollerabile in funzione dell'intensità del segnale utile. In generale i prodotti di intermodulazione d'ordine superiore al terzo subiscono una attenuazione assai maggiore (superiore ai 10 dB). È quindi possibile migliorare la situazione attribuendo ai trasmettitori situati in un medesimo luogo dei canali le cui frequenze non diano luogo, combinandosi, a prodotti di intermodulazione del terzo ordine. Con tale procedimento le perturbazioni non sono in effetti eliminate, ma vengono respinte nelle gamme adiacenti a quella utilizzata.

Gli stadi di uscita di trasmettitori possono dar anche luogo a perturbazioni di intermodulazione nel caso in cui i diversi trasmettitori operanti da una medesima postazione non siano sufficientemente disaccoppiati gli uni rispetto agli altri. In generale l'attenuazione dell'intermodulazione di 3° ordine attuata sui trasmettitori si aggira fra i 20 ed i 30 dB. Per ottenere valori di attenuazione comparabili a quelli ottenuti sui ricevitori, i circuiti di uscita dei trasmettitori devono presentare un disaccoppiamento supplementare di 50, 60 dB, realizzabili — per esempio — mediante una appropriata installazione delle antenne, con l'impiego di accoppiatori direzionali, di circolatori, ecc.

Come premesso all'inizio, per stabilire una pianificazione di reti radiotelefoniche occorre evitare che gli spettri della modulazione e del soffio del ricevitore non perturbino i canali adiacenti a quello utile. Lo spettro del soffio dipende principalmente dall'escursione della frequenza parassita dell'oscillatore pilota e dei modulatori oltre che dal numero degli stadi moltiplicatori di frequenza. Per una data escursione di frequenza, lo spettro di modulazione è una funzione della banda passante di bassa frequenza, della linearità del modulatore ed anche in questo caso del numero di moltiplicatori di frequenza presenti nel trasmettitore. Si può ammettere a titolo indicativo che la portante perturbatrice prodotta da un trasmettitore di buona qualità in un canale adiacente può essere maggiore di 80 o 90 dB rispetto al segnale utile prima che si manifesti una perdita eccessiva nella qualità della trasmissione (vedere figura 4).

4. - TENSIONE UTILE NECESSARIA ALL'INGRESSO DEL RICEVITORE

La tensione del segnale a radiofrequenza presente all'ingresso di un ricevitore per servizio radiotelefonico veicolare dovrà assumere un valore tale da consentire una intelligibilità ed una purezza acustica pari almeno all'80% di quella caratteristica di un tradizionale collegamento telefonico. L'esperienza ha dimostrato che detta condizione corrisponde ad un regresso del fruscio di bassa frequenza di 10 dB. Bisogna ottenere questo valore con la normale escursione di frequenza tipica per la telefonia. Quando i diversi livelli sono regolati ed ottimizzati detto livello si trova circa 12 dB al di sotto della soglia del limitatore di escursione di frequenza quando quest'ultimo possieda una regolazione automatica.

Ciò significa che il necessario regresso del rumore di bassa frequenza è pari a 22 dB rispetto alla massima escursione di frequenza. Nel caso di ricevitori per tipico uso veicolare, il citato valore si ottiene quando la tensione radiofrequenza utile presente all'ingresso del

ricevitore corrisponde in valore medio ai valori indicati nella tabella II. All'ingresso del ricevitore sono inoltre necessarie tensioni di segnale dell'ordine indicato a causa delle perturbazioni dovute ai disturbi introdotti dagli organi di accensione del motore dei veicoli, se si tollera che circa il 10% dei veicoli in transito introducano nel ricevitore dei disturbi troppo elevati onde mantenere un regresso del soffio di 22 dB rispetto al livello utile di ricezione.

Tabella II - Tensione necessaria all'ingresso del ricevitore mentre il veicolo è in movimento (valori medi rapportati ad una impedenza di ingresso di 50 ohm)

Spaziatura dei canali	Tensione RF di ingresso necessaria
50 kHz	$\check{E}_S = 2\ \mu V$; 6 dB (μV)
25 kHz	$\check{E}_S = 7\ \mu V$; 17 dB (μV)

5. - MASSIMA TENSIONE PERTURBATRICE TOLLERABILE ALL'INGRESSO DEL RICEVITORE

Come è noto, qualsiasi trasmettitore radioelettrico costituisce una sorgente potenziale di perturbazioni per gli altri servizi di radiocomunicazione. Trattando di reti radiotelefoniche veicolari, i trasmettitori operanti su canali adiacenti a quelli utili costituiscono il più grave pericolo di interferenza; infatti la selettività dei circuiti di ingresso dei ricevitori è praticamente nulla per tali canali adiacenti, onde qualsiasi segnale perturbante di tale natura non perde minimamente la propria efficacia. Da tali considerazioni risulta estremamente inopportuno adottare per i trasmettitori veicolari una potenza superiore a quella strettamente necessaria per ottenere la minima qualità di trasmissione desiderata compatibilmente al più debole segnale *RF* presente all'ingresso del ricevitore. Secondo quanto precedentemente affermato nel capitolo 2 questa condizione si attua allorchè il rapporto fra i valori istantanei dell'ampiezza del segnale utile e del segnale perturbante è superiore alla selettività del ricevitore misurata con il metodo dei due segnali. La formula (5) fornisce la relazione corrispondente fra i valori medi. Quando sia nota la sensibilità $\check{E}_s$, la selettività *SD* e la proporzione di perturbazione tollerabile e $P(\Delta\bar{\varepsilon}_{zul})$ si può determinare abbastanza facilmente il valore massimo tollerabile $\hat{E}_N$, del segnale perturbatore all'ingresso del ricevitore. Nel seguente esempio di valutazione, assumeremo le sensibilità indicate nella tabella II, uno scarto tipico per l'intensità di campo di $\sigma = 5$ dB per un tronco di strada soggetto a perturbazioni, conformemente alla tabella I, una selettività di 90 dB nei confronti delle frequenze dei canali adiacenti. Tollereremo inoltre che la ricezione possa venire interferita con una probabilità del 10%.

Sotto tali condizioni, applicando la formula (5), si trova che il valore massimo ammissibile della media di tensione presente ai morsetti di antenna di un ricevitore che presenti una impedenza di ingresso di 50 Ω presenta il seguente valore:

$\hat{E}^N{}_{(50kHz)} = 87$ dB(μV) → — 50 dB(W)

$\hat{\bar{E}}_{N(25kHz)} = 98$ dB(μV) → — 39 dB(W)

6. - MASSIMA POTENZA DI EMISSIONE TOLLERABILE

Abbiamo precedentemente affermato che la massima potenza perturbatrice all'ingresso del ricevitore limita la potenza di emissione. Il valore di quest'ultima non deve mai superare quello della prima di una quantità pari all'attenuazione di trasmissione fra trasmettitore e ricevitore. Detta condizione si formula analiticamente nei seguenti termini:

$$P_{max} = \frac{\hat{\bar{E}}^2{}_N}{50} + \bar{\alpha}\ \text{dB(W)} \qquad (8)$$

L'attenuazione di trasmissione dipende dalla distanza intercorrente fra trasmettitore perturbante e ricevitore, dalle caratteristiche delle rispettive antenne, dall'impedenza di uscita del trasmettitore, da quella di ingresso del ricevitore ed infine dalle condizioni di propagazione. Nello spazio libero, l'attenuazione di propagazione fra due dipoli a semionda adattati all'impedenza di una linea di 50 Ω assume il valore:

$$\alpha_0 = 20 \log d_{km} + 20 \log f_{MHz} + 28\ \text{(dB)} \qquad (9)$$

La figura 2 permette di valutare il valore di attenuazione che si deve assumere in pratica in funzione dell'attenuazione α nello spazio libero.

Nel servizio urbano occorre tener presente che le apparecchiature radiomobili devono poter avvicinarsi almeno fino a 100 m dai trasmettitori perturbatori. Nel caso di installazioni regionali servite da trasmettitori fissi in posizione sopraelevata possiamo invece ammettere una distanza minima di 1 km. Sotto tali condizioni, per la gamma dei 160 MHz, l'attenuazione di trasmissione sarà pari a 62 dB nel caso di installazioni locali e di 73 dB per le installazioni regionali. Applicando la formula (8) si possono ricavare in tali condizioni le seguenti massime potenze:

12 dB(W) per le installazioni locali con una spaziatura fra canali adiacenti di 50 kHz

23 dB(W) per le installazioni locali con spaziatura di 25 kHz

23 dB(W) per le installazioni regionali con spaziatura di 50 kHz

34 dB(W) per le installazioni regionali con spaziatura di 25 kHz.

Le potenze citate sono valide per quei casi in cui l'antenna dell'installazione fissa è un dipolo a semionda e l'antenna della stazione mobile è anch'essa una antenna in semionda adattata per 50 ohm. Se le antenne fossero differenti occorrerà tener conto del loro guadagno caratteristico rispetto a quello delle antenne premenzionate. In linea generale risulta impossibile, per ragioni di esercizio, impiegare potenze superiori a 16 dB(W). È poi una esigenza ragionevolmente basilare imporre che la qualità di trasmissione di un radiotelefono per uso mobile si mantenga identica nei due sensi di trasmissione. Questa condizione è attuabile in modo soddisfacente soltantó se il percorso della trasmissione è lo stesso, vale a dire se il trasmettitore ed il ricevitore di ciascuna stazione funzionano con la medesima antenna.

Poiché sia i ricevitori per uso mobile che quelli per postazioni fisse possiedono la medesima sensibilità, consegue che la stessa relazione di parità deve sussistere fra le potenze relative a trasmettitori fissi e mobili. Questa considerazione spiega il motivo per il quale la potenza massima di emissione delle stazioni fisse è generalmente eguale a quella delle stazioni mobili, se si esclude naturalmente il maggior guadagno presentato dall'antenna della postazione fissa. Il limite di massima potenza erogabile dai trasmettitori per uso mobile è a sua volta limitato e condizionato dalla potenza massima erogabile dalla batteria del veicolo. Nell'esempio qui riportato, sceglieremo una potenza di emissione normalizzata di 10 dB(W) per le installazioni locali e di 16 dB(W) per le installazioni a carattere regionale.

7. - LA PORTATA UTILE DEI TRASMETTITORI

Una volta fissata la potenza di emissione, la tensione minima necessaria all'ingresso dei ricevitori, le caratteristiche delle antenne e le curve di propagazione, risulta conseguentemente stabilita la portata dell'installazione radiotelefonica.

Noti i suddetti parametri, potremo in primo luogo determinare il valore medio del campo elettromagnetico ai limiti della zona servita con la seguente formula:

$$\check{\bar{\varepsilon}}_S\ \text{dB}(\mu V/m) = \check{\bar{E}}_S \text{dB}(\mu V) + 20 \log \check{k}\ \text{dB}(m^{-1}) \qquad (10)$$

Il valore $\check{\bar{E}}_S$ della tensione necessaria per lo svolgimento dell'espressione è fornito dalla tabella II. Il fattore *K* dipende invece dall'altezza efficace dell'antenna e dall'impedenza di ingresso del ricevitore.

In pratica l'espressione 20 log *k* possiede i valori seguenti nel caso di ricevitori con impedenza di ingresso pari a 50 Ω (tabella III).

Tabella III - Fattore di conversione. Campo: tensione di ingresso per antenne di uso veicolare in $\lambda/4$

Frequenza	20 log k
Banda 80 MHz	8 dB (m-1)
Banda 160 MHz	15 dB (m-1)
Banda 450 MHz	23 dB (m-1)

Nella banda dei 160 MHz impiegata nel nostro esempio si ottiene da quanto precedentemente esposto un campo minimo mediano di 21 *dB* (μV/m) per canali spaziati di 50 kHz e di 32 *dB* (μV/m) per canali spaziati di 25 kHz. Se si suppone inizialmente che la potenza di tutte le stazioni fisse e mobili sia la medesima, la portata massima corrisponde alla massima potenza tollerabile precedentemente calcolata pari a 10 *dB*(W) per le installazioni a carattere locale e di 16 *dB*(W) per quelle a carattere regionale. In questi casi, le curve di propagazione della figura 2 ci consentono di calcolare la portata dei trasmettitori tenendo conto delle spiegazioni fornite nel corso del capitolo 1 e dei valori dei campi minimi necessari di 32 o di 21 *dB* (μV/m) indicati precedentemente.
Le portate contrassegnate con la notazione d_S nella tabella IV sono state ottenute seguendo il procedimento qui esposto con riferimento all'esempio assunto. Occorre però rendersi conto che i valori mediani forniti in figura 2 costituiscono essi stessi una dispersione; il loro scarto tipico è di circa 5 *dB* per cui se desideriamo che la sicurezza di ricezione raggiunga il 90% dovremo dividere i valori delle portate precedentemente calcolati per 1,4 per ottenere i valori effettivi di portata da introdurre nel lavoro di pianificazione della rete. Il fattore 1,4 precedentemente introdotto risulta dai dati contenuti nelle figure 1 e 2.

8. - RAGGIO D'AZIONE PERTURBATORE

8.1 - Raggio d'azione perturbatore relativo a canali adiacenti

La massima tensione di segnale perturbatrice tollerabile $\hat{E}_N$ è stata determinata nel capitolo 4. Il fattore di conversione *k* ricavabile dalla tabella III consente di dedurre il campo elettromagnetico corrispondente. Avvicinandosi troppo ad un trasmettitore si perviene in una regione ove risulta superato un certo campo. In figura 2 si legge direttamente la portata di un trasmettitore di 10 W; per valori differenti di potenza occorre invece applicare la formula (2). In questo modo si ricavano nel caso dell'esempio considerato i valori designati dalla notazione d_{NN} nella tabella IV.

8.2 - Raggio d'azione perturbatore relativo al medesimo canale

Poiché il numero dei canali *RF* disponibili è ovviamente limitato, è indispensabile attribuire gli stessi canali ad apparecchiature diverse che siano però sufficientemente distanziate per quanto concerne la relativa posizione geografica. Tuttavia anche quando è notevolmente attenuato, il campo utile di un trasmettitore può perturbare l'emissione di altri servizi che operino sul medesimo canale anche assai oltre la zona normalmente servita da detto trasmettitore. Nel paragrafo 2 abbiamo raccolto i dati che consentono di attuare una pianificazione di rete tale che la probabilità di perturbazioni si mantenga entro limiti accettabili. Ora, la probabilità di perturbazioni nel medesimo canale ha lo stesso valore della probabilità che lo scarto fra segnale *RF* utile e segnale perturbatore nel raggio d'azione considerato sia inferiore alla selettività del ricevitore nella sua banda passante, quando tale selettività sia valutata con il metodo dei due segnali. In pratica questa selettività è di circa —2 *dB* nel caso di ricevitori con spaziatura fra i canali di 50 kHz e di — 5 *dB* nel caso di ricevitori con spaziatura fra canale e canale di 25 kHz. La formula (5) consente di calcolare il regresso del soffio *RF* rispetto al livello utile di ricezione. Nell'esempio assunto, se adottiamo una probabilità di perturbazione P ($\Delta\bar{\varepsilon}$) dell'1 % troveremo che la grandezza $\Delta\bar{\varepsilon}_{zul}$ è uguale a — 18 *dB* con una spaziatura di 50 kHz e di — 21 *dB* con una spaziatura di 25 kHz. Il segno meno (—) che precede le notazioni sta ad indicare che il segnale perturbatore deve essere inferiore al segnale utile.
Si determinano infine i valori mediani tollerabili massimi del campo perturbatore che sono in rapporto con le intensità di campo utili minime corrispondenti alla zona limite del territorio servito.
+ 3 *dB* (μV/m) per spaziature fra canali di 50 kHz e
+ 11 *dB* (μV/m) per spaziature di 25 kHz.
Il raggio d'azione della perturbazione può quindi essere determinato esattamente come il raggio d'azione utile mediante i grafici di figura 2 e tenendo naturalmente conto della potenza dei trasmettitori. Proprio seguendo questa procedura sono state determinate le distanze d_{NG} riportate nella tabella IV.

Nella realtà le portate perturbatrici sono superiori ai valori d_{NG} a motivo delle dispersioni dei valori mediani. Occorre quindi moltiplicare d_{NG} per il fattore 1,4 affinché, nel 90% dei casi, l'intensità di campo perturbatore non superi il valore tollerabile. Naturalmente il raggio d'azione perturbatore può considerarsi ridotto per la presenza di colline o di catene di montagne. Onde poter stabilire il piano di installazione di un determinato impianto è quindi necessario interpretare i valori calcolati in funzione delle condizioni locali dell'impianto.

Tabella IV - Elenco dei dati principali relativi agli esempi, considerati nel testo, di installazioni di radiotelefoni con modulazione di fase.

	Installazioni locali Spaziatura		Installazioni regionali Spaziatura	
	50 kHz	25 kHz	50 kHz	25 kHz
P_S dB (W)	10	10	16	16
$\check{\varepsilon}_S$ dB (μV/m)	21	32	21	32
$\hat{\varepsilon}_N$ dB (μV/m)	3	11	3	11
d_S (km)	15	9	66	39
d_{NN} (m)	70	20	360	100
d_{NG} (km)	42	26	155	105
D (km)	57	35	221	144
n (trasmettitori)	9	9	9	9

9. - CONSEGUENZE DEL RAGGIO D'AZIONE UTILE E PERTURBATORE E LORO INFLUENZA SULLA PIANIFICAZIONE DI UNA RETE DI RADIOTELEFONI

9.1 - Rete ideale

Affinché dei trasmettitori indipendenti ma funzionanti sul medesimo canale non si interferiscano a vicenda, occorre che la distanza che li separa sia superiore o, al limite, eguale a D:

$$D \geq d_S + d_{NG} \qquad (11)$$

Sotto tale condizione è possibile costruire la rete ideale rappresentata in figura 5 e composta di apparecchiature operanti sulla medesima frequenza. In questo caso, gli apparecchi operanti sulle medesime frequenze sono situati negli angoli di losanghe denominate nel seguito «losanghe di frequenza». (La conferenza europea di radiodiffusione in onde metriche e decimetriche di Stoccolma del 1961 ha adottato tale sistema per stabilire la posizione dei trasmettitori di radiodiffusione e di televisione).
L'adozione di un tale metodo di ripartizione esige la necessità di conoscere il numero minimo di trasmettitori necessari per servire il territorio delimitato da una losanga ad isofrequenza. Tale numero determina quello dei canali da impiegare, poiché all'interno della losanga considerata non è pos-

sibile considerare l'esistenza di due trasmettitori operanti isofrequenza.
Il territorio considerato viene servito nel miglior modo possibile quando la distanza esistente fra due emettitori adiacenti è eguale a $\sqrt{3} \cdot d_S$. I trasmettitori situati all'interno di una losanga isofrequenza risultano quindi posizionati alla sommità di triangoli equilateri.
Il numero richiesto di trasmettitori è di

$$n \geq \left[\frac{D}{d_S \cdot \sqrt{3}}\right]^2 \qquad (12)$$

ove l'espressione in parentesi è arrotondata per eccesso ad una cifra intera.
Nel caso dell'esempio analizzato nel corso del seguente articolo, con questo procedimento si ricava il numero di trasmettitori designato con n nella tabella IV. In possesso quindi dell'ultimo dato numerico elencato nella tabella IV, possiamo ora procedere con l'analisi del problema.
Nel caso di installazioni locali, la distanza fra trasmettitori che operino isofrequenza è di circa quattro volte minore della distanza corrispondente in caso di installazioni regionali; onde coprire la superficie di una losanga isofrequenza relativa ad una installazione regionale, necessitano 16 losanghe per installazioni locali. In ciascuna di esse si possono ovviamente impiegare gli stessi canali. Dovendo servire un territorio con un numero minimo di apparecchiature, bisogna prevedere delle reti regionali a maglie molto ampie. Se al contrario, si vogliano stabilire numerose installazioni indipendenti in una regione estesa, si dovrà prevedere un piano di reti del tipo locale a maglie serrate.
Le installazioni di radiotelefoni veicolari con possibilità di collegamento alla rete telefonica pubblica, interessano sovente delle regioni ove si riscontrano grandi superfici a debole densità di veicoli ed agglomerati urbani ove tale densità è invece assai intensa. In questi casi è vantaggioso avvalersi di una combinazione di reti a maglie allargate per servire le zone rurali e di una combinazione di reti a maglie serrate, richiedenti l'impiego di un gran numero di canali, per le zone urbane.
Considerando ancora i dati della tabella si nota inoltre che con una spaziatura fra canali di 50 kHz sono necessari assai meno trasmettitori di quanti ne occorrerebbero con una spaziatura di 25 kHz, a parità di servizio reso.
È tuttavia più difficile determinare quale dei due sistemi occupa la più stretta banda di frequenze. I sistemi con spaziatura di 25 kHz occupano la metà della banda richiesta invece per installazioni con spaziatura di 50 kHz. In pratica, il guadagno in frequenza è di poco inferiore a 2. D'altra parte, quando il numero dei trasmettitori aumenta, cresce anche il numero dei canali inutilizzabili a causa dei prodotti di intermodulazione.
Se la regione servita presenta una superficie inferiore alla metà di quella di una losanga a isofrequenza calcolata per una spaziatura di 50 kHz fra un trasmettitore e l'altro, l'aumento del numero di trasmettitori necessari per il sistema a 25 kHz può comportare una occupazione dello spettro superiore a quella introdotta dal sistema a 50 kHz, nonostante il maggior guadagno teorico che tale sistema dovrebbe presentare come precedentemente dichiarato. Evidentemente tali considerazioni non sono valide quando la regione da servire è molto piccola tale da richiedere un unico trasmettitore operante nel sistema a 25 kHz di spaziatura.
Dunque, in conclusione, la superiorità di un sistema o dell'altro dipende, dal punto di vista dell'economia nell'estensione dello spettro di frequenze utilizzato, dall'estensione della zona servita dall'installazione.

9.2 - Reti reali di trasmettitori

Per trovare la soluzione più economica dal doppio punto di vista delle frequenze e del numero di apparecchi, le reti ideali di cui abbiamo detto sono valide soltanto nelle località che presentino un rilievo altimetrico regolare e che abbiano una densità di abitazioni e di traffico costante. Questo non è certamente il caso della Confederazione Elvetica, paese al quale — come citato inizialmente — ci si riferisce nel corso del presente articolo. Dovremo quindi dividere il suo territorio in regioni dette a canali comuni, vale a dire canali dove sia possibile riutilizzare le frequenze adottate nelle regioni adiacenti.
Per ciò che riguarda le « installazioni locali », l'asse longitudinale della Svizzera può essere suddiviso in 4 sottodivisioni nelle quali la distanza « *D* » minima necessaria fra trasmettitori operanti sulla medesima frequenza può essere certamente rispettata. La catena delle Alpi forma una barriera naturale che attenua fortemente le onde elettromagnetiche relative a segnali diretti dal nord al sud della Confederazione e viceversa. Esse possono quindi costituire la linea di base per la determinazione delle regioni a canali comuni. I trasmettitori situati sul versante nord delle Alpi o sul versante sud del Jura manifesteranno, a causa della loro postazione particolarmente elevata, un raggio d'azione perturbatore maggiore della media nella direzione nord-sud. Conseguentemente non appare possibile dividere il territorio secondo questa direttiva. Sulla base delle considerazioni esposte è stata operata la suddivisione del territorio nelle regioni *A*, *B*, *C*, e *D* rappresentate in figura 6. La parte meridionale della Confederazione può esser riunita in una sola regione *E*, poichè la densità di popolazione è quella del traffico sono ridotte e conseguentemente anche lo sono l'esigenza di servizi radiotelefonici veicolari.
Tutti i canali attribuiti ad un certo servizio possono essere utilizzati in ciascuna delle cinque regioni elencate. Basta unicamente badare di attribuire ai trasmettitori che operano isofrequenza ai limiti di regione una separazione pari a *D* km.
Nelle regioni montagnose è poi evidente che non si è obbligati a rispettare la distribuzione ideale in triangoli all'interno di una regione a frequenze comuni. Di tale possibilità ci si può avvalere per realizzare un progetto di rete radiotelefonica secondo quanto esposto più avanti nel paragrafo 10.
Nel caso di « installazioni regionali » che prevedono l'impiego di trasmettitori situati in posizioni elevate, la distanza fra postazioni impieganti la medesima frequenza dovrà in media essere superiore a 150 km. Non sarà più possibile, in tal caso suddividere il territorio della Confederazione in parecchie zone ove impiegare regolarmente gli stessi canali. Tuttavia, si potrà in generale, riutilizzare due o tre volte lo stesso canale tenendo conto in modo corretto dell'effetto di riflessione dovuto alle catene di montagne. Conseguentemente a ciò è praticamente sempre necessario ed inevitabile eseguire delle prove per accertare le condizioni di propagazione reale.

10. - RIPARTIZIONE DI CANALI NELLA RETE DI TRASMETTITORI

Gli accordi internazionali attribuiscono ai servizi mobili determinate bande di frequenze: in pratica è l'amministrazione PTT che si occupa della gestione e distribuzione delle frequenze. Fintanto che il numero delle stazioni in funzione è piccolo ed il numero delle frequenze disponibili è grande, non si pone alcun problema. In realtà, purtroppo, il numero degli utenti dei servizi radio mobili non tende a diminuire, anzi al contrario aumenta regolarmente, mentre la quantità dei canali resta invariata; ciò comporta difficoltà sempre crescenti per l'attribuzione delle frequenze. Occorre quindi, necessariamente cercare di impiegare tutti i canali disponibili nel miglior modo possibile, nel quadro generale di un piano di assieme.
La prassi corrente ripartisce all'interno di una nazione le gamme di frequenza attribuite per accordi internazionali fra i seguenti diversi servizi: Vigili del Fuoco, Polizia, Esercito, Telefoni e Trasporti Pubblici, Assistenza al volo, Compagnie Elettriche, Radio Telefoni privati, ecc.
Ovviamente il numero di canali e le frequenze attribuite dipendono dalle

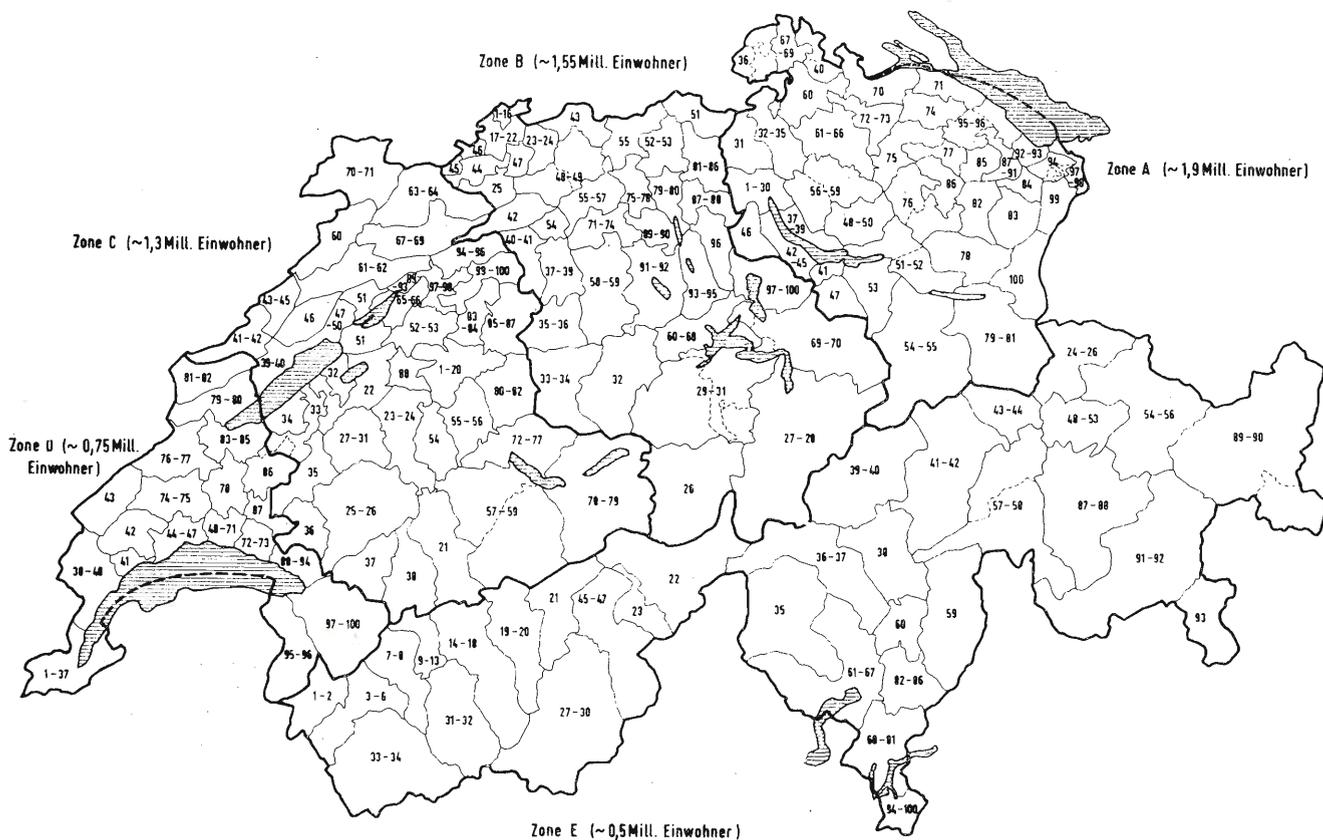



Fig. 6 - Piano per lo studio della ripartizione di 100 canali attribuiti ai servizi mobili. Il territorio appare suddiviso in 5 zone a canali comuni. Si è attribuito ai distretti di ciascuna zona un numero di canali proporzionale alla popolazione.

esigenze proprie di ciascun esercizio e dalla loro importanza. Ciascuna gamma di frequenza viene quindi a trovarsi suddivisa in gruppi di canali, quali quelli rappresentati in fig. 7.

10.1 - Ripartizione dei canali sul terreno

Per sfruttare al massimo i canali disponibili, essi dovranno essere ripartiti e riservati in funzione della domanda locale. Gli agglomerati e le regioni con notevole densità di popolazione presentano generalmente un traffico ed una domanda di collegamenti radioelettrici mobili corrispondenti alla loro importanza. Considerando le osservazioni riassunte nel paragrafo 8, si può tener conto di ciò operando come indicato:

— si determina il numero di abitanti residenti nelle zone con canali comuni. In ciascuna zona l'insieme di canali risulta a disposizione della popolazione locale. Quando un certo numero di canali viene attribuito ad un dato servizio occorre impegnarlo interamente;

— le zone a canali comuni contengono un certo numero di distretti politici legati da una comunità di interessi. La loro struttura riflette conseguentemente le più importanti vie d'informazione. In ciascun distretto abita una certa percentuale X % della popolazione della zona di canale comune alla quale il distretto appartiene. Sulla base di ciò si deve attribuire X % dei canali disponibili per un servizio dato alle apparecchiature radiotelefoniche veicolari situate in tale distretto.

Se il numero degli abitanti di un distretto è troppo piccolo e se quindi la percentuale calcolata non è sufficiente per giustificare l'attribuzione di un canale, si procede riunendo questo distretto ad un altro distretto vicino onde costituirne una unità di maggiore

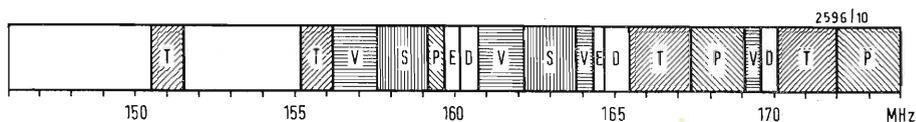



Fig. 7 - Schema semplificato della ripartizione dei canali nella gamma dei 160 MHz.
T - Utenti collegati via radio alla rete telefonica nazionale; *P* - Reti radiotelefoniche private; *S* - Servizi di pubblica sicurezza; *V* - Trasporti pubblici; *E* - Compagnie elettriche; *D* - Altri servizi diversi.

dimensione. In alternativa è anche possibile porre a disposizione di parecchi piccoli distretti una apparecchiatura regionale comune e di portata superiore.
A titolo di esempio, la fig. 6 rappresenta la ripartizione di 100 canali ottenuta per reti locali mediante il procedimento appena descritto. Si è cercato in particolare di attribuire canali eguali ad apparecchiature il più lontano possibile le une dalle altre all'interno di « zone a canali comuni ».

10.2 - Attribuzione di canali in funzione della loro occupazione

Un determinato canale può ovviamente servire solo per un numero limitato di abbonati. Tale numero dipende essenzialmente dal numero medio di occupazione, dalla durata media di conversazioni e dalla quantità tollerabile di comunicazioni bloccate. L'occupazione ideale di un canale verrà raggiunta quando le conversazioni si susseguiranno in esso senza soluzione di continuità. Ciò naturalmente è praticamente impossibile. In pratica le chiamate non si susseguono regolarmente: talvolta si presentano molte chiamate contemporaneamente tal altra, invece, intervalli più o meno lunghi separano le conversazioni. Se la commutazione è manuale, la centralinista può intervenire e regolarizzare in una certa misura lo svolgimento del traffico; ciò è invece impossibile nel caso di commutazione automatica. Una soluzione a questo problema consiste per esempio nell'impiegare più canali utilizzabili a scelta; la ricerca di una via libera si ottiene in tal caso ordinariamente con l'ausilio di speciali apparecchiature elettroniche. Si può allora calcolare il numero « X » di canali necessari con i metodi usuali di telefonia per determinare il numero di canali di un fascio.
Le due grandezze più importanti sono il valore del traffico « Y » e la percentuale Pv di perdita o di occupazione.

$$P_V = \frac{y^x}{x!\left[1 + \frac{y}{1!} + \frac{y^2}{2!} + \ldots \frac{y^x}{x!}\right]} \qquad (13)$$

questa espressione è rappresentata graficamente in fig. 8 per il campo di nostro interesse.
Si calcola il valore del traffico in funzione del numero di abbonati possibili C_T (capacità in abbonati dell'installazione), della durata media delle conversazioni $\overline{\Delta T}$ e del numero medio d di occupazione di abbonato durante un'ora di punta del traffico.

$$y = C_T \cdot \frac{\overline{\Delta T}/s}{3600} \cdot \overline{d} \qquad (14)$$

$\overline{\Delta T}$ e $\overline{d}$ possono essere ottenute misurando il traffico relativo alle installazioni di radiotelefoni esistenti. Nel territorio della Confederazione Elvetica, si sono ottenuti i seguenti valori indicativi:

Installazioni di radiotelefoni locali	$\overline{\Delta T}/s$	$\overline{d}$
Radiotaxi	50	0,7
Installazioni di radiotelefoni	15	3
non collegati alla rete pubblica	40	0,5

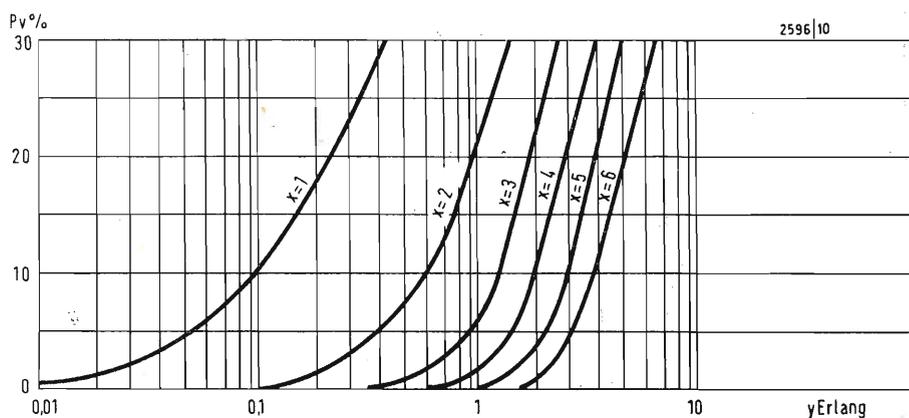



Fig. 8 - Relazione fra l'indice di traffico «Y», il numero «X» dei canali e la percentuale di perdita.

Le dispersioni probabili possono essere ricavate dai grafici di fig. 9.
A titolo di confronto, la durata media di una conversazione locale è di 3 minuti per le reti telefoniche pubbliche di tipo tradizionale; quella delle comunicazioni interurbane é di 4 minuti. La percentuale di perdita che indica la

Fig. 9 - Esempio di ripartizione della densità di occupazione e della durata delle conversazioni di una installazione di radiotelefoni veicolari.
Curva 1: numero di occupazione per abbonati e per ora
Curva 2: durata delle conversazioni in minuti.

proporzione del tempo durante il quale un abbonato non trova canali disponibili nel corso di ore di punta dovrà essere scelta secondo l'importanza del servizio (per esempio 5 % per una frequenza esclusiva, 10 % per una frequenza comune e 20 % per una frequenza collettiva).

Esempio:

Ammettiamo che in una certa città sia possibile attribuire un massimo di 6 canali ad una installazione di radiotelefoni veicolari. Sia noto da misure del traffico che la durata media delle conversazioni è di 50 secondi e che un abbonato occupi un collegamento 0,7 volte. Ammettiamo ancora che gli abbonati accettino di non trovare canali liberi per una percentuale del 10 % del tempo intercorso fino a questo punto. Si ricerca quale sia, in queste condizioni, il numero di abbonati che è possibile accettare a condizione che i posti mobili dispongano di un dispositivo per il collegamento automatico su un canale libero. Ricavato dalla fig. 8 l'indice del traffico pari a circa 3,5 si deduce dalla formula 14 che l'installazione in oggetto possiede una capacità di circa 360 utenti.

11. - ESEMPIO DI APPLICAZIONE ALLO STUDIO DI UNA RETE NAZIONALE DI RADIOTELEFONI

È attualmente allo studio nella Confederazione elvetica la creazione di una rete di radiotelefoni mobili destinati ad un complesso di circa 5.000 utenti. Ciascun utente dovrà praticamente poter fruire delle stesse possibilità riservate agli utenti della rete telefonica pubblica tradizionale. Dovrà poter inoltre entrare in contatto con questi ultimi mediante la formazione di un numero su un disco di chiamata di tipo tradizionale.

La fig. 10, rappresenta il progetto di un piano di raggruppamento di reti. Si noti che il territorio elvetico viene suddiviso in 5 regioni nelle quali operano radiotelefoni funzionanti sulla banda dei 160 MHz. Ciascuna di queste regioni è dotata di una propria centrale di commutazione. Tutti i collegamenti passano per la centrale nel raggio di azione della quale si trova il veicolo interessato. Per questa ragione ciascuna regione possiede una rete di chiamata ed una rete di trasmissione

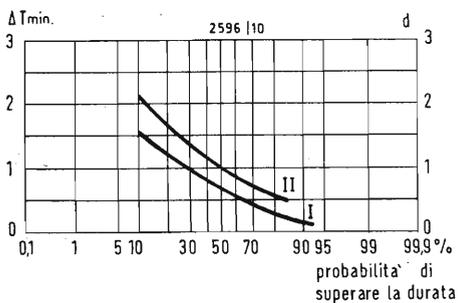
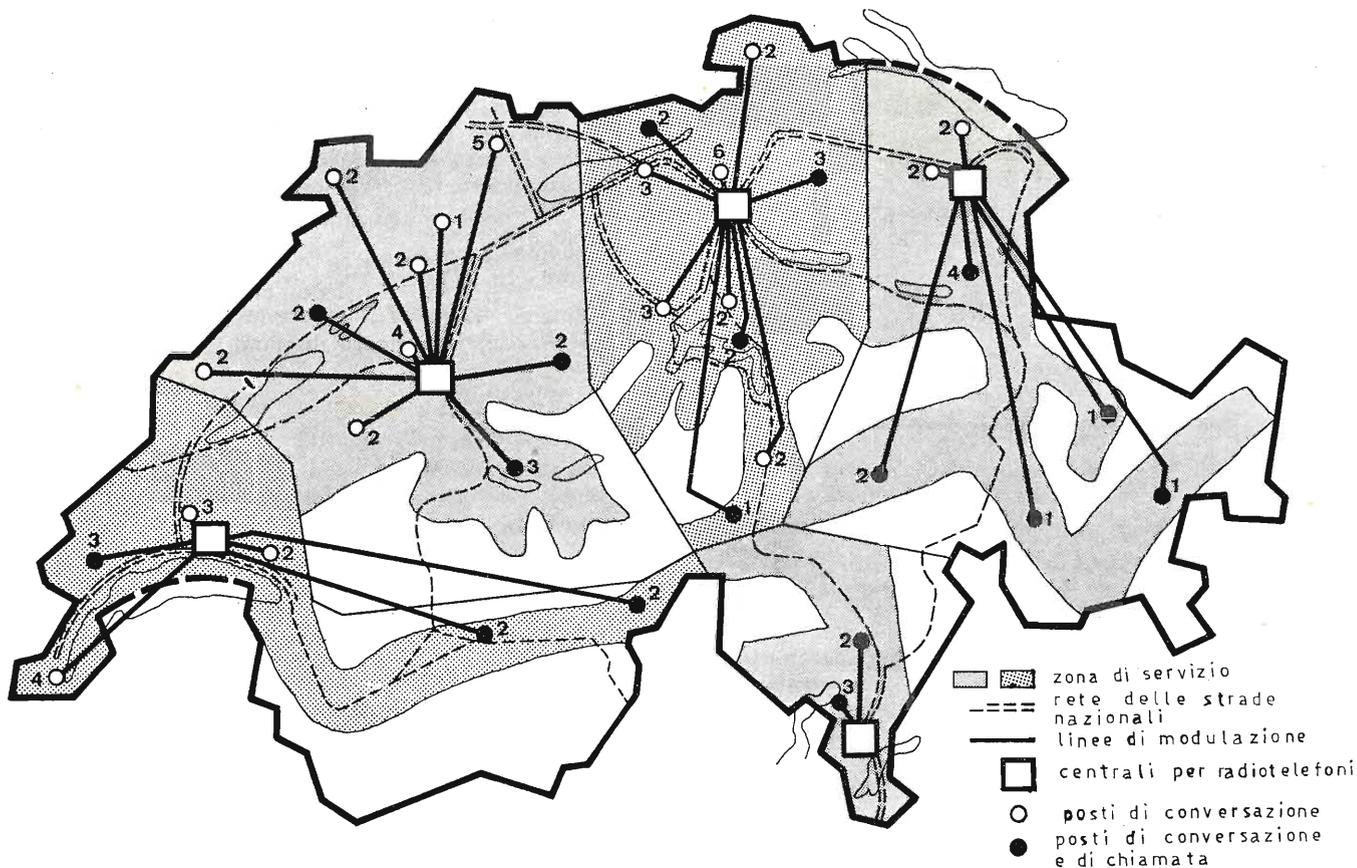



Fig. 10 - Studio di un piano per la realizzazione di una rete nazionale di collegamenti radiotelefonici veicolari. La figura rappresenta il piano dei gruppi di rete. Ciascuno dei 5 gruppi di rete possiede una centrale dotata di apparecchiature trasmittenti e riceventi.

vocale. Poiché in generale la portata del segnale di chiamata è maggiore di quella relativa alle comunicazioni vocali, non è stato necessario prevedere trasmettitori di chiamata per ciascuna postazione fissa. La fig. 10 illustra la ripartizione adottata; in questa figura è stato anche indicato il numero di canali necessario per la comunicazione vocale. Le apparecchiature situate sui rilievi servono per la copertura di base e dispongono soltanto di uno o due canali, mentre gli apparecchi locali, di piccola portata situati nelle regioni a forte densità di popolazione possiedono fino a 6 canali (si è previsto di adottare all'incirca un canale ogni 1.000 abitanti). In questo modo si risolve il problema con solo 12 canali, vale a dire con un numero di canali relativamente basso: tutti gli utenti avranno il 95% di probabilità di trovare un canale libero durante le ore di punta. Considerando più da vicino questo progetto si nota che in certe regioni si ritrovano gli stessi canali per distanze inferiori a 60 km. Ciò è accettabile, poiché gli spostamenti delle stazioni in questione sono stati scelti individualmente in funzione di condizioni topografiche e in seguito ad appropriate misure di campo.

ANNESSO

Abbreviazioni principali

α = Attenuazione di trasmissione *RF* (dB)
ds = Portata utile di un trasmettitore (km)
d_{NN}, d_{NG} = Portata perturbatrice (m, km)
D = Distanza fra trasmettitori operanti sul medesimo canale (km)
$\check{\bar{E}}_s$ = Tensione minima media necessaria ai capi del ricevitore dB (μV)
$\check{\bar{\varepsilon}}$ = Intensità minima media del campo necessario dB $(\mu V/m)$
$\hat{\bar{E}}_N$ = Massima tensione perturbatrice tollerabile — valore medio —dB (μV)
$\hat{\bar{\varepsilon}}_N$ = Massimo campo perturbatore tollerabile — valore medio —$dB(\mu V/m)$
$\Delta\bar{\varepsilon}$ = Rapporto fra 2 valori medi di campo (dB)
k = Fattore di conversione per ricavere la tensione di ingresso dal valore del campo (dB)
p, q = Fattori di moltiplicazione di frequenza
n = Numero di trasmettitori in una losanga di trasmettitori operanti sul medesimo canale
P_S = Potenza di emissione in dB(W)
$P_{stör}$ = Probabilità che un segnale utile sia interferito
$P(\Delta\bar{\varepsilon})$ = Probabilità del campo perturbatore di superare la soglia di perturbazione del ricevitore
$P(\varepsilon)$ = Probabilità che il campo (ε) sia superato
P_O = Probabilità che un apparecchio si trovi in una certa regione
P_z = Probabilità che il segnale utile ed il segnale perturbatore esistano contemporaneamente
SD = Selettività misurata con il metodo di 2 segnali (dB)
MD = Attenuazione dello spettro di modulazione (dB)
RD = Attenuazione dello spettro del rumore (dB)
ID = Attenuazione dei prodotti di intermodulazione
ND = Attenuazione sulle frequenze fantasma
σ = Scarto tipico
f_O, f_N, f_{ZF} = Frequenze di un oscillatore, di ricezione fantasma, intermedie
y, P_V = Valore del traffico, perdita in %
$\Delta\bar{T}$, $\bar{d}$ = Valore medio di occupazione e densità di occupazione
C_T, X = Capacità di raccordo — Numero di canali.

L'aeroporto di Orly avrà un radar Decca Asmi Mark V

La DECCA RADAR Ltd. ha ricevuto un ordine dall'Ente Aeroportuale di Parigi per un radar ASMI (Airfield Surface Movement Indication) Mark V. Destinato a venire installato in cooperazione con la COMPAGNIE RADIO MARITIME, Parigi, all'aeroporto di Orly nell'autunno 1970, esso rappresenta un complessivo valore di contratto, comprese le parti di ricambio e i servizi, di circa Lst. 100.000.
Il radar ASMI provvederà alla sorveglianza delle piste di decollo e di quelle di rullaggio con immagini ad alta luminosità e ad alta definizione. Tutti gli apparecchi e i veicoli appariranno in dettaglio su scale telemetriche da 0.5 a 2.5 miglia nautiche.
Una potenziale esigenza per il radar ASMI esiste in tutti gli aeroporti internazionali che intendono operare ad un ritmo ragionevole anche in condizioni di scarsa visibilità. Ciò si riferisce particolarmente a molti paesi dell'Europa Settentrionale e nel Nord America e Giappone.
La DECCA ha fiducia nel fatto che essa possiede equipaggiamenti pronti e ben sperimentati per soddisfare questo mercato specializzato. *(u. b.)*

Serie di congressi di cibernetica applicata alla medicina

La catena dei Congressi di Cibernetica applicata alla biologia e alla medicina ha avuto inizio a Londra nello scorso settembre.
Tutti i convegni si sono svolti con la partecipazione di eminenti studiosi, accademici e cattedratici di molti Paesi.
Al Congresso di Londra le relazioni principali sono state affidate a scienziati ritenuti dall'ICCC gli otto cibernetici più eminenti in campo internazionale: A. Masturzo (Italia), G. Pask (G.B.), S. Beer (G.B.), G. R. Boulanger (Belgio), G. Walter (G.B.), F. George (G.B.), V. M. Glushkov (URSS), R. Ashby (U.S.A.).
Il Prof. Aldo Masturzo, dell'Università di Napoli, Presidente della Società Internazionale di Medicina Cibernetica, ha parlato della diagnosi automatica mediante « medigramma », metodo da lui studiato, proposto e sperimentato in Istituti specializzati.
Il Prof. Masturzo è stato inoltre invitato al 2° Congresso Internazionale di Biologia Matematica, tenuto alla Facoltà di Medicina dell'Università di Parigi, a quello di Medicina Interna svoltosi a Varsavia, di Radiologia Cibernetica a Bruxelles, ed al Congresso Internazionale di Reumatologia organizzato nella città di Praga.
Lo studioso italiano ha presentato relazioni con dimostrazioni pratiche di tutto il dottrinale della Medicina moderna, con speciale riguardo alla diagnosi automatica, alla cibernetica applicata alla reumatologia (reumatocibernetica) e a molti altri problemi di scattante attualità.
La reumatocibernetica, come disciplina autonoma, che partendo dal sapere reumatologico investe tutta la patologia e la clinica, grazie al trattamento cibernetico della informazione, ha avuto un posto di onore al Congresso di Praga, dove, oltre le relazioni fondamentali (A.Masturzo - Italia, W. J. Perkins - G.B., J. R. Klinenberg - USA), vi sono state anche tredici comunicazioni di elevato interesse.
Molta risonanza hanno destato questi Congressi svoltisi in consecutiva; particolarmente il Congresso di Londra, inauguratosi sotto la presidenza dell'italiano Masturzo, che ha poi presentato, ai numerosi partecipanti convenuti da tutte le parti del mondo, un panorama generale della cibernetica applicata alla medicina e alla biologia, gettando le basi programmatiche per lo sviluppo di ulteriori ricerche condotte con la nuova metodologia, che porta decisamente alla soluzione dei più importanti problemi connessi con la salute umana. *(i.s.c.m.)*

Misure di durezza ad ultrasuoni con lettura immediata

Le misure di durezza su metalli si sono fino ad ora basate sul concetto di praticare con un penetratore sotto carico noto, un'impronta superficiale e di misurarne le dimensioni per risalire da queste al valore della durezza.
Recentemente la Casa Branson — rappresentata in Italia dalla « Borletta Apparecchi Scientifici », di Milano ha messo a punto uno strumento ad ultrasuoni che opera direttamente su qualunque superficie, in officina, in cantiere ed in laboratorio con lettura diretta ed immediata del valore di durezza.
Il principio è come segue.
Un generatore di alta frequenza alimenta una sonda comprendente un selenoide ed un'asta magnetostrittiva. All'estremità dell'asta è fissato il diamante penetratore.
Quando l'asta è libera, vibra alla frequenza di risonanza. Se si appoggia il penetratore su una superficie di durezza infinita, l'estremità si trasforma da ventre in nodo e la frequenza di vibrazione raddoppia.
Se il diamante poggia su una superficie di durezza finita, la frequenza di vibrazione assume un valore intermedio, funzione della durezza.
Esistono tre diversi modelli di « Sonodur »: A, B e C aventi in comune le seguenti caratteristiche:
— campo di misura: da 20 a 70 Rockwell C con precisione di $\pm$ 1 HRC;
— possibilità di prevedere scale Vickers e Brinell su richiesta;
— impronta: dell'ordine di qualche micron.

Accordo di collaborazione tra le industrie Zanussi ed il Comitato statale sovietico per le scienze e la tecnica

Un accordo di collaborazione tecnico-scientifica tra il Comitato statale per la scienza e la tecnica del Consiglio dei Ministri dell'URSS e le Industrie Zanussi è stato firmato in data 11 novembre 1969 a Mosca dal Vice Presidente del Comitato statale sovietico D. Gvisciani, e dall'Amministratore Delegato della Zanussi, Lamberto Mazza.
L'accordo concerne lo sviluppo congiunto di lavori scientifici di ricerca e l'introduzione dei loro risultati nella produzione. Sono previsti lo scambio di licenze e brevetti, lo scambio di informazioni scientifiche e simposia bilaterali su problemi di reciproco interesse. Si ritiene che l'accordo si svilupperà soprattutto nel settore della produzione di elettrodomestici, nel quale le Industrie Zanussi sono leader in Europa.
Il periodo di validità dell'accordo firmato oggi è di cinque anni; annualmente verranno concordate la tematica concreta e le forme particolari di collaborazione.

Una sistematica della ricerca per superare il divario tra settori fondamentali ed applicazioni tecniche

Il Dr. R. Courtel, « Directeur de recherches » al « Centre national de la recherche scientifique » (C.N.R.S.), prende lo spunto da un precedente articolo di altro autore, nel quale per comprendere il legame esistente tra la « teoria e la pratica » si analizzava il caso della piccola e media industria e delle sue reazioni di fronte all'introduzione della ricerca nell'ambito delle sue attività. L'articolo in discorso esponeva due principi, da cui prende avvio l'intervento del Courtel: 1) il capo d'impresa non deve dimenticare mai che nell'industria si fa della ricerca per produrre e per vendere; 2) in qualunque industria è necessaria la presenza di un uomo di pensiero capace di iniziare il dialogo col mondo della scienza; principi che — secondo quanto scrive il Courtel — caratterizzano rispettivamente l'uno il punto di vista dei « pratici », l'altro quello dei « teorici ».

Uno dei caratteri peculiari della ricerca — premette da parte sua l'articolista — è la varietà dei soggetti che essa può affrontare, cui si aggiunge la molteplicità degli obiettivi che può perseguire. Questa varietà può essere messa a profitto per passare da attività propriamente speculative ad attività utilitarie, per portare cioè la ricerca fondamentale ad applicazioni pratiche, esigenza questa particolarmente sentita nella nostra civiltà tecnologica. Affinchè la ricerca fondamentale abbia la possibilità di generare effetti utili in un tempo relativamente breve, essa deve essere ben orientata fin dall'approccio iniziale, e devono essere soddisfatte due principali condizioni: 1) il settore prescelto deve offrire la possibilità di interessanti applicazioni; 2) deve escludere l'eventualità della sconfitta completa.

Ciò premesso, Courtel ricorda alcuni esempi di siffatta « ricerca orientata » tra cui il caso della « General Electric » americana a proposito di alcune ricerche sulla lubrificazione. Il Vice-Presidente del Centro di ricerca e di sviluppo della Società G.E., costituì un gruppo di ricercatori appartenenti a diverse discipline, articolato in 3 sottogruppi, incaricati l'uno alle ricerche « fondamentali », il secondo alle ricerche « applicabili », il terzo alle applicazioni in senso stretto.

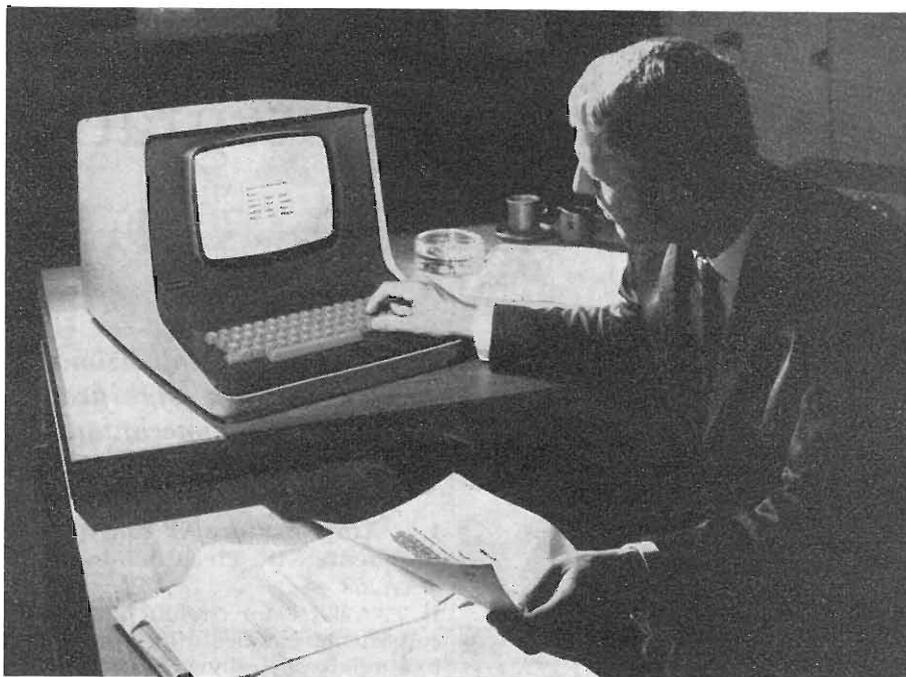
Questi ricercatori, studiando le proprietà fisiche e chimiche delle superfici metalliche, l'attrito di rotolamento, il conseguente logoramento delle superfici, e gli effetti della lubrificazione, scoprirono come lo studio del comportamento chimico dei metalli sia di particolare importanza per la definizione corretta dei lubrificanti e degli additivi per lubrificanti. Fu quindi adottata a questo scopo la tecnica dell'ultra-vuoto, mediante la quale si studiò la velocità di reazione di un gran numero di sostanze chimiche con un metallo introdotto sotto forma di gas a debole pressione. Il più importante risultato di questi studi fu la scoperta che semplici olefine, come l'etilene, venivano assorbiti molto rapidamente su superficie di alluminio. Raggiunto questo stadio dello studio « fondamentale », i componenti del sottogruppo delle ricerche « applicabili » — prosegue Courtel — decisero di assicurarsi se non esistesse una correlazione tra questo comportamento particolare delle superfici di alluminio da un lato, e l'attrito e l'usura delle superfici di altri metalli di uso corrente, dall'altro.

Courtel cita altri esempi francesi, che presentano caratteristiche scientifiche e tecniche notevoli, capaci di illustrare il processo di applicazione di concetti di carattere fondamentale a problemi industriali, e si sofferma in particolar modo sulla scoperta e messa a punto da parte della « BP » francese del processo di produzione delle proteine dal petrolio.

Passando ad esaminare più in generale la situazione in Francia, l'articolista afferma che è presente nel Paese un corpo di ricercatori professionisti di provata esperienza, che dispone di equipaggiamenti rari e costosi: si tratta di ricercatori e di « contrattuali » del C.N.R.S. e delle Università. Ciò che occorre verificare è se tutto ciò è bene utilizzato, se i ricercatori sono cioè correttamente diretti verso gli obiettivi « principali », secondo i vari tipi di ricerca sopra indicati. Auspicato che una parte cospicua del bilancio scientifico francese sia devoluta a favore della ricerca di base, l'articolista osserva che l'attività di ricerca « applicabile » è concepibile solo nel quadro di una « équipe » pluridisciplinare che persegua un obiettivo ben definito. D'altra parte i ricercatori che hanno il compito di condurre avanti gli studi in vista di eventuali applicazioni devono essere, come coloro che s'occupano della ricerca fondamentale, dei professionisti della scienza. Soltanto così — secondo l'opinione di Courtel — si contribuisce a realizzare un legame tra « la teoria e la pratica ».

Mentre in Gran Bretagna si sta facendo attualmente uno sforzo considerevole per mettere le Università in grado di effettuare delle ricerche utili all'industria, in Francia questa tendenza, che ha già ispirato azioni valide di diversi grandi organismi pubblici, dovrebbe essere favorita in modo più metodico, appoggiandosi principalmente sul corpo di ricercatori professionisti del C.N.R.S. Ma ciò che bisogna comprendere in ogni caso per mettere i ricercatori in grado di dare il meglio di loro stessi è che ai loro occhi l'applicazione deve essere sempre subordinata al conseguimento di precisi risultati di ricerca fondamentale.

La « sistematica della ricerca » sopra delineata apre la possibilità di azioni più coerenti e meglio ordinate, di là dall'ambito delle azioni di tipo diverso e non meno legittimo, di carattere essenzialmente pratico ed utilitario, che possono essere indispensabili all'industria per risolvere problemi a breve termine. (*r.i.*)

Tecniche televisive applicate a terminali di indicazione per computer

La foto ci mostra un tipico esempio di applicazione di impianto di terminale di indicazione per computer con Sistema 100, presentato da una industria elettronica Britannica, come parte di una nuova gamma di attrezzature con tubi a raggi catodici in grado di presentare i dati elaborati dal computer.
Usando principalmente le convenzionali tecniche televisive, la nuova attrezzatura è stata costruita con lo scopo di rimpiazzare le apparecchiature decimali ed è in grado di competere con le telescriventi e con gli altri apparecchi elettro-meccanici a cervello elettronico in uso corrente.

Per i tubi a raggi catodici, per telecamere, dispositivi di alimentazione a fibra ottica

La più avanzata tecnica relativa ai tubi a raggi catodici per telecamere di tipo orticonoscopio, è quella che fa uso di una finestra d'entrata a fibra ottica invece dell'ordinaria superficie di vetro.
Il vantaggio di una superficie d'entrata a fibra ottica è che questa permette il diretto accoppiamento ottico ad uno stadio precedente.
Sistema questo molto più efficiente di qualsiasi altro a lenti dove la quasi totalità di luce a disposizione si disperde nel sistema di accoppiamento.

dott. ing. A. Longhi

Uso dei circuiti integrati TAA 263, 293, 310, 320, 350, 435 (*)

Gli esempi di applicazione dei circuiti integrati qui riprodotti sono tra i più significativi ricavati dalla « Documentation R.T.C. La Radiotechnique-Compelec».

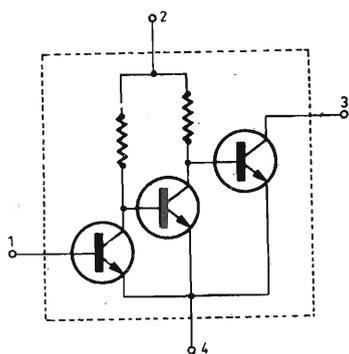



Fig. 1

1. - Amplificatore AF 20mW comprendente il circuito integrato TAA263

Il TAA263 è un circuito integrato il cui schema è indicato in fig. 1. È stato studiato specialmente per la costruzione di piccoli amplificatori di audiofrequenza. Le sue caratteristiche sono le seguenti:
Vcc 6 V; impedenza di entrata tipica 12 kohm; guadagno di tensione a 1kHz, 400; guadagno di potenza a 1kHz, 70*dB*, potenza di uscita 20mW; banda passante a — 3*dB*, 65—120.000 Hz; temperatura di ambiente di lavoro —20 ÷ + 100 °C. Il circuito rappresentato in fig. 2 fornisce la potenza di 20 mW sull'impedenza di 150 ohm. Lo stadio finale è polarizzato in classe *A*. Per la tensione continua di 6 V, il punto di riposo della tensione di uscita è stabilizzato a circa 3,6 V, e la potenza dissipata dal circuito è di 58 mW.
La fig. 3 dà la variazione del guadagno nella banda per i due valori estremi di *R*, cioè 0 e 500 Ω.

2. - Preamplificatore equalizzatore TAA293

Il circuito integrato TAA293 monolitico contiene tre transistori e quattro resistenze. La sua struttura interna è indicata in fig. 4 e le sue caratteristiche sono le seguenti:
tensione di alimentazione + 6 V; guadagno di trasferimento 80 *dB*; frequenza di taglio a 3 *dB*, 600 kHz; potenza di uscita 10 mW; temperatura di lavoro 70°C max.

Gli usi possibili di questo circuito integrato sono: bascula (multivibratore bistabile) di Schmitt; discriminatore di corrente; circuito oscillatore libero (astabile) con flip-flop di Schmitt e circuiti monostabili.

Come complemento, si può indicare l'uso del TAA293 in un preamplificatore-equalizzatore di bassa frequenza. Lo schema completo di questo apparecchio è indicato in fig. 5. Così come è proposto, questo circuito presenta un'impedenza d'entrata dell'ordine di 50 kohm; è un buon valore che si adatta in generale abbastanza bene ad un microfono detto « ad alta impedenza », ad una testina riproduttrice fonografica di tipo elettromagnetico, o a una testina riproduttrice di registratore a nastro magnetico. Si ottiene una prima controreazione con una re-

(*) *Le Haut-Parleur*, n. 1225, settembre 1969, pag. 76.

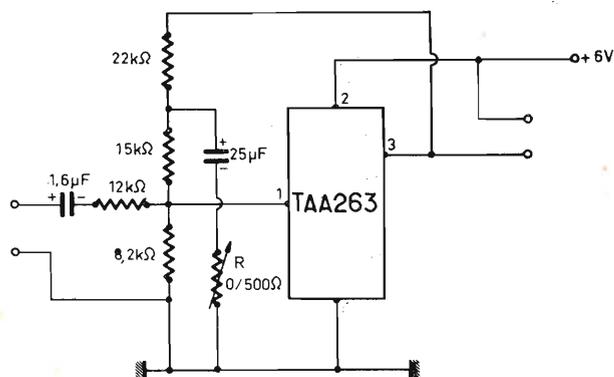



Fig. 2

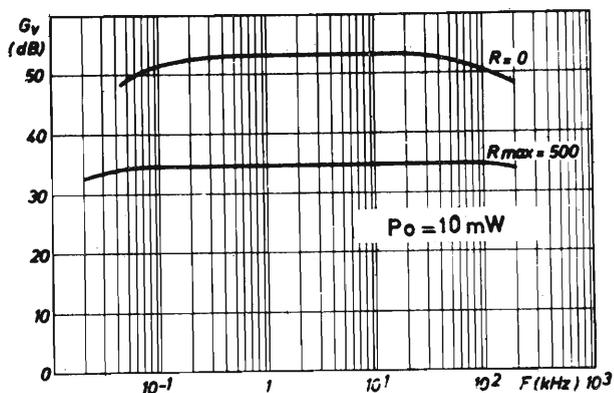



Fig. 3

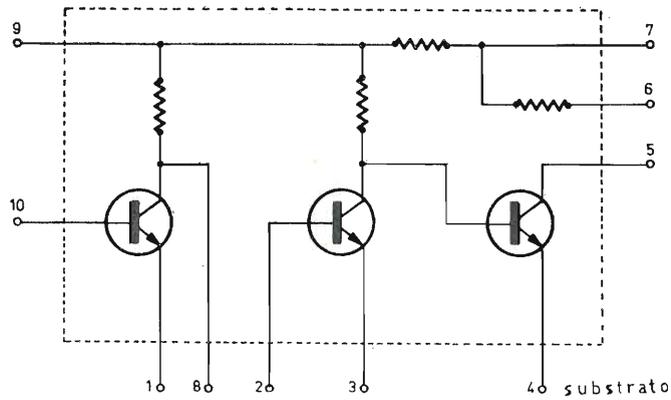



Fig. 4

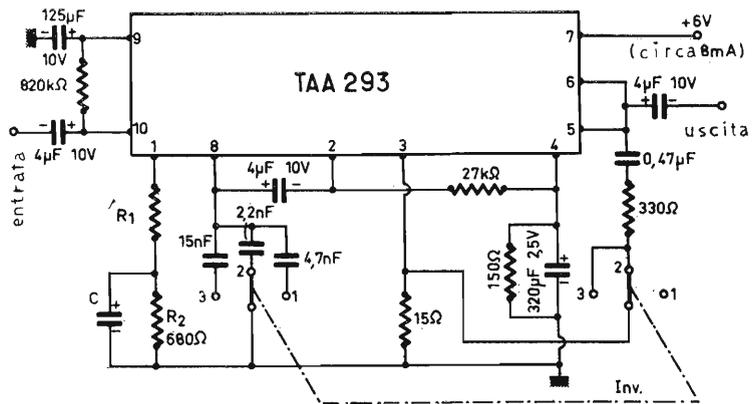



Fig. 5

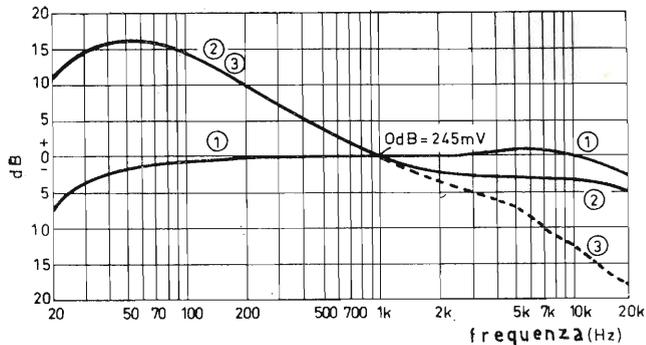



Fig. 6

sistenza di 27 kohm collegata tra i terminali 2 e 4 del TAA293; essa stabilizza il punto di lavoro in c.c. dei due ultimi transistori integrati.

Si effettua una seconda controreazione tra l'uscita (terminale 5) e l'emettitore del secondo transistore integrato (terminale 3). Il condensatore e la resistenza in serie in questo circuito di controreazione agiscono sulla risposta « ampiezza-frequenza » e specialmente per le frequenze inferiori a 1 kHz.

Tre condensatori commutabili, collegati al collettore (terminale 8) del primo transistore, agiscono pure sulla risposta « ampiezza - frequenza » dalla parte degli acuti. Combinando l'effetto di questi condensatori e quello della seconda rete di controreazione per mezzo di un unico commutatore a tre posizioni (Inv.), la curva totale di risposta viene variata come indica la fig. 6 e precisamente: la curva 1 si riferisce ad un microfono ad alta impedenza; la curva 2 si riferisce ad una testina di riproduzione per nastri magnetici; la curva tratteggiata 3 si riferisce ad un fonorivelatore magnetico.

Nell'uso normale la resistenza R_1 non esiste (terminale 1); si effettua il collegamento diretto del terminale 1 alla resistenza R_2. Inoltre, anche il condensatore C viene soppresso. In simili condizioni, per un segnale normale di

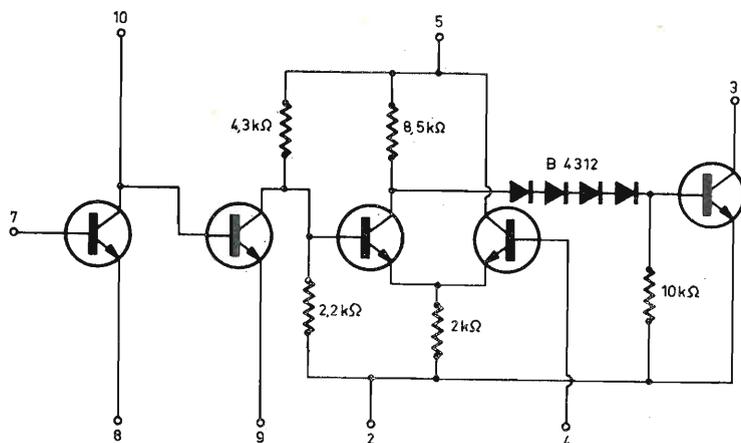



Fig. 7

entrata generato dal microfono (senza sovraccarico), o dai riproduttori sopra ricordati, la tensione *AF* di uscita è dell'ordine di 0,5 V.

Se è necessario un guadagno maggiore, si riduce la resistenza R_2 a 560 Ω e le si aggiunge la parte R_1 = 180 Ω e il condensatore C = 125 μF.

Nel caso di impiego di due circuiti integrati TAA293, in uno schema per stereofonia, si raccomanda di disaccoppiare l'alimentazione di ciascun circuito integrato (terminale 7) per mezzo di una resistenza di 1000 Ω in serie e di un condensatore di 200 μF, quest'ultimo avendo un elettrodo a massa. La tensione di alimentazione, a monte di questi disaccoppiamenti è così di 15 V. Questa precauzione ha lo scopo di evitare reazioni fra i due circuiti e di assicurare una buona separazione dei due canali.

3. - Preamplificatore TAA310 per la riproduzione dei dischi

Il TAA310 è un circuito integrato particolarmente studiato per la costruzione di preamplificatori di audiofrequenza di alta qualità (unità di riproduzione per magnetofoni, fonorivelatori etc.). Lo schema elettrico interno del TAA310 è rappresentato in fig. 7; le sue caratteristiche sono le seguenti: tensione di alimentazione + 7 ÷ 9 V; tensione di uscita minima 3,4 V_{eff}; guadagno di tensione 100 *dB*; impedenza di entrata minima 20 kΩ; rumorosità max 4 *dB*; temperatura di funzionamento — 20 ÷ + 70 °C.

Una prima applicazione in uno schema di preamplificatore per la riproduzione di dischi è indicata in fig. 8. Il tasso di controreazione è determinato dal valore del condensatore di (25 μF) C_2 e dalla resistenza R_T. D'altra parte, si può diminuire il guadagno sopprimendo il condensatore di disaccoppiamento C_1 dall'emettitore del 2° stadio (terminale 9). Infine, una resistenza eventualmente inserita nel circuito di emettitore del 1° stadio (terminale 8) per-

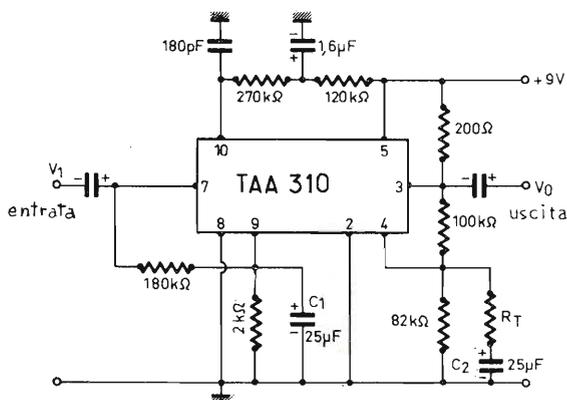



Fig. 8

mette di ammettere segnali di grande ampiezza all'entrata.
Le curve di risposta ampiezza-frequenza di questo preamplificatore per fonorivelatori sono presentate in fig. 9 per due valori della resistenza di controreazione R_T (270 Ω e 10 kΩ).

Fig. 9

4. - Preamplificatore TAA310 per testine di riproduzione di nastri magnetici

Questa costruzione impiega lo stesso circuito integrato dello schema precedente, cioè il TAA310. Questa seconda applicazione è indicata in fig. 10. La resistenza di emettitore del 1° transistore integrato è derivata dal potenziometro di comando.
Questa disposizione presenta il vantaggio di cortocircuitare la resistenza di emettitore per i piccoli segnali e di fare pertanto funzionare l'amplificatore con un guadagno maggiore, pur mantenendo un rapporto ottimo segnale/rumore.
La curva di risposta ampiezza-frequenza di questo preamplificatore per testina di riproduzione di nastri magnetici è presentata in fig. 11.
Le caratteristiche comuni ai due schemi precedenti, cioè a quelli delle figure 8 e 10, sono le seguenti: tensione di alimentazione 9 V; guadagno di tensione 80 *dB*; impedenza di entrata 50 kΩ; tensione di uscita (V_O) 2V; distorsione a $V_O = 2$V, 1%; impedenza di carico 200 Ω.

Fig. 10

5. - Preamplificatore TAA310 per magnetofono

Si tratta di una variante dello schema precedente. Infatti, qui il preamplificatore è previsto per un magnetofono, ossia esso può essere utilizzato alternativamente per la registrazione e la riproduzione e il suo schema è studiato per apportare le correzioni di bassa frequenza convenienti a ciascuna di queste due funzioni. Lo schema di questo preamplificatore è rappresentato in fig. 12, dove il commutatore di correzione *AF* è rappresentato in posizione di riproduzione. La tensione di alimentazione è di 7 ÷ 9 V.
La fig. 13 mostra le curve di risposta ampiezza-frequenza, a sinistra in riproduzione, a destra in registrazione. Il guadagno di tensione è 64 *dB* ± 2 *dB* in riproduzione e in registrazione, per la tensione di alimentazione di + 7 V.
La distorsione è 0,5% per la tensione di uscita $V_O = 0,5$ V. La tensione di entrata minima è di 20 *mV*.
Tutti questi circuiti, che impiegano il TAA310 sono dunque adatti perfettamente a tutte le testine di riproduzione, che forniscono generalmente la tensione media di 0,4 m*V* a 1 kHz.

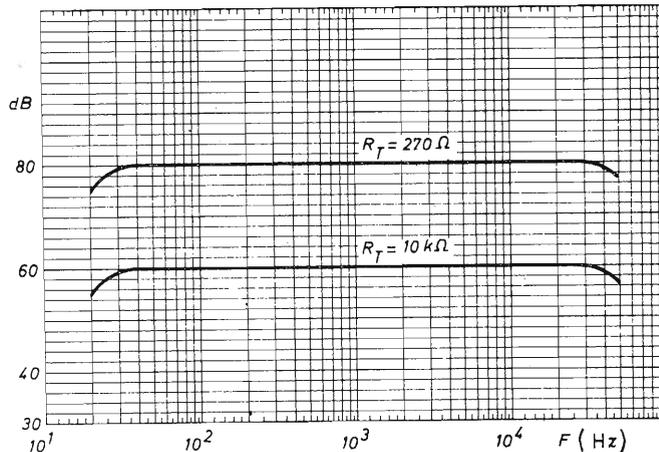
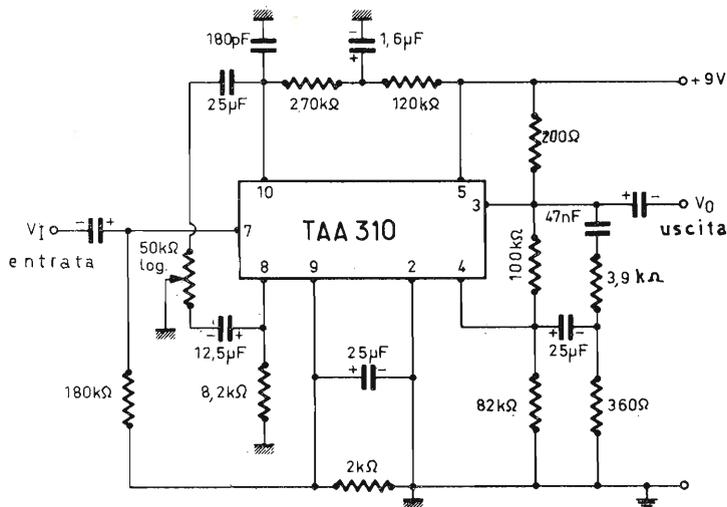
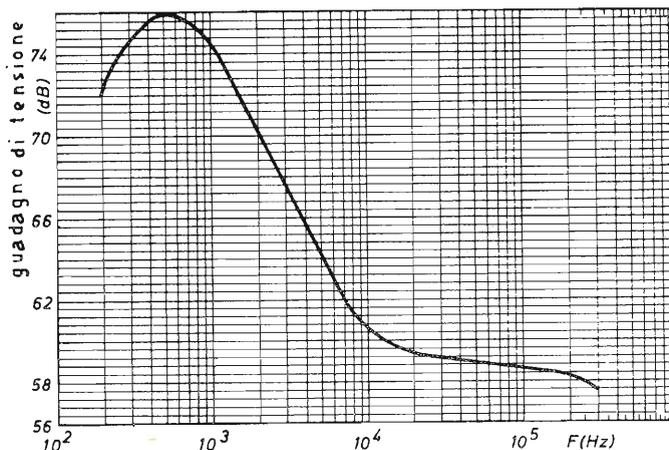



Fig. 11

6. - Amplificatori di AF, 2 W, contenenti il TAA320

Il TAA320 è un dispositivo costituito da un transistore MOS e da un transistore bipolare NPN integrati sullo stesso cristallo di silicio. Il complesso è perciò equivalente a ciò che si potrebbe chiamare un « super MOS » ad altissima pendenza. Poiché la sua impedenza di entrata è altissima (al minimo 100 GΩ), il TAA320 è perfettamente adatto a svolgere la funzione di stadio di entrata negli amplificatori per riproduttori piezoelettrici o ceramici. Lo schema elettrico interno è rappresentato in fig. 14. Per semplicità, sugli schemi si può rappresentarlo come se si trattasse di un semplice transistore MOS: 1 = assorbitore (drain); 2 = porta (gate); 3 = sorgente (source). Le caratteristiche del TAA320 sono le seguenti: tensione assorbitore-sorgente max 20 *V* (a *Vgs* = 0); tensione porta-sorgente max 20 V (a *Id* = 0); corrente di assorbitore max 25 mA; transconduttanza 40 mA/V; impedenza di entrata 100 GΩ; temperatura di funzionamento 125°*C* max; potenza totale a 25°C, 200 mW max.

Il 1° circuito di amplificatore proposto è mostrato in fig. 15. Comprende il TAA320 che abbiamo appena descritto (rappresentato sotto forma di un semplice MOS), seguito da uno stadio finale in classe *A* con transistore BD115. L'elettrodo di porta è fissato al potenziale di massa mediante una resistenza di 1MΩ. Il potenziale della sorgente si regola automaticamente, con l'intermediario della resistenza di 10 kΩ, ad un valore dell'ordine del-

Fig. 12

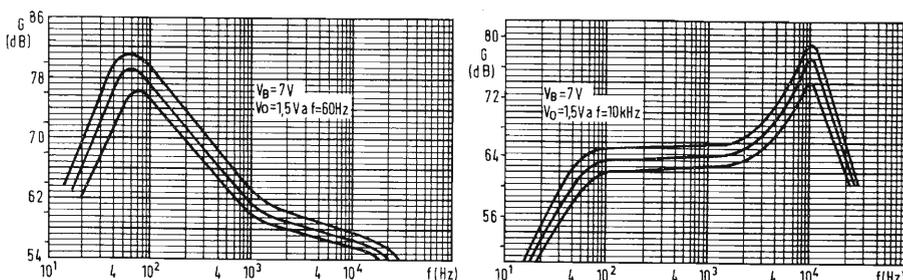



Fig. 13

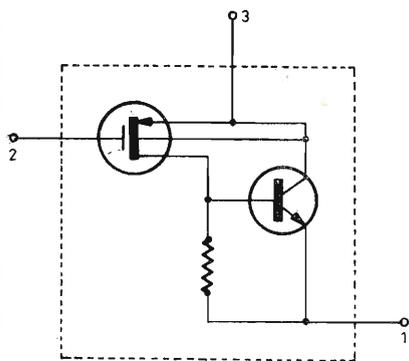



Fig. 14

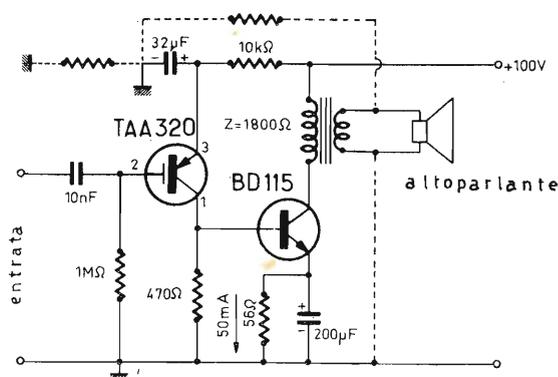



Fig. 15

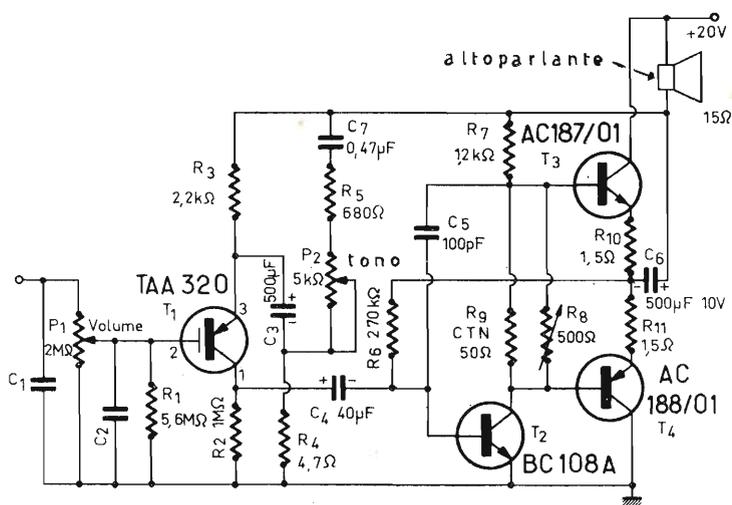



Fig. 16

la tensione di « pinzamento ». La tensione porta-sorgente è di circa 8 V, per la corrente di uscita del preamplificatore di 10 mA; questa tensione di 8 V è dunque quella che si deve avere a disposizione per l'alimentazione del preamplificatore. Per ottenere la vera tensione assorbitore-sorgente del preamplificatore, bisogna togliere dalla $V_{gs} = 8$ V, la tensione continua di stabilizzazione ai capi della resistenza di emettitore disaccoppiata dell'ultimo stadio. La tensione di gomito del preamplificatore essendo dell'ordine di 1,5 V, si può dedurne che una tensione di pinzamento di circa 8 V è un valore abbastanza conveniente. Lo schema è semplice e i suoi risultati sono buonissimi: il rapporto segnale/rumore è 73 dB per una tensione del segnale di entrata di 100 mV. La distorsione armonica D_2 è del 4,5% alla potenza di uscita di 2 W, distorsione che si può ridurre al 3% per mezzo di un circuito di controreazione come è indicato in tratteggio in fig. 15. Non occorre prendere un'altra rete di controreazione per la stabilizzazione in continua di questo circuito.

Il 2° schema proposto è rappresentato in fig. 16; esso comporta il circuito integrato MOS TAA320 come stadio d'entrata, un transistore *BC* 108 A come stadio pilota e una coppia di transistori complementari AC187/AC188 come stadio di potenza in classe *B* senza trasformatore (radiatore di 30 cm²). Il potenziometro P1 di 2MΩ è di tipo logaritmico; il potenziometro P_2 di tono è di 5 kΩ e può essere sia di tipo logaritmico, sia di tipo lineare. La resistenza R9 è una resistenza NTC (a coefficiente negativo di temperatura) di 50Ω del tipo B832001 P/50E.

Le caratteristiche di questo amplificatore sono le seguenti: potenza di uscita

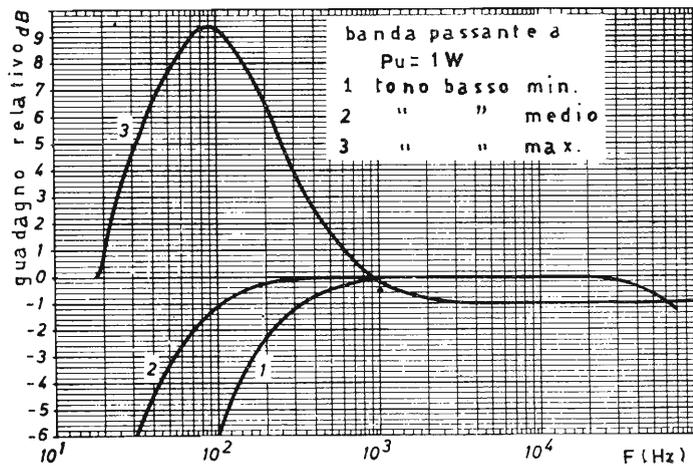



Fig. 17

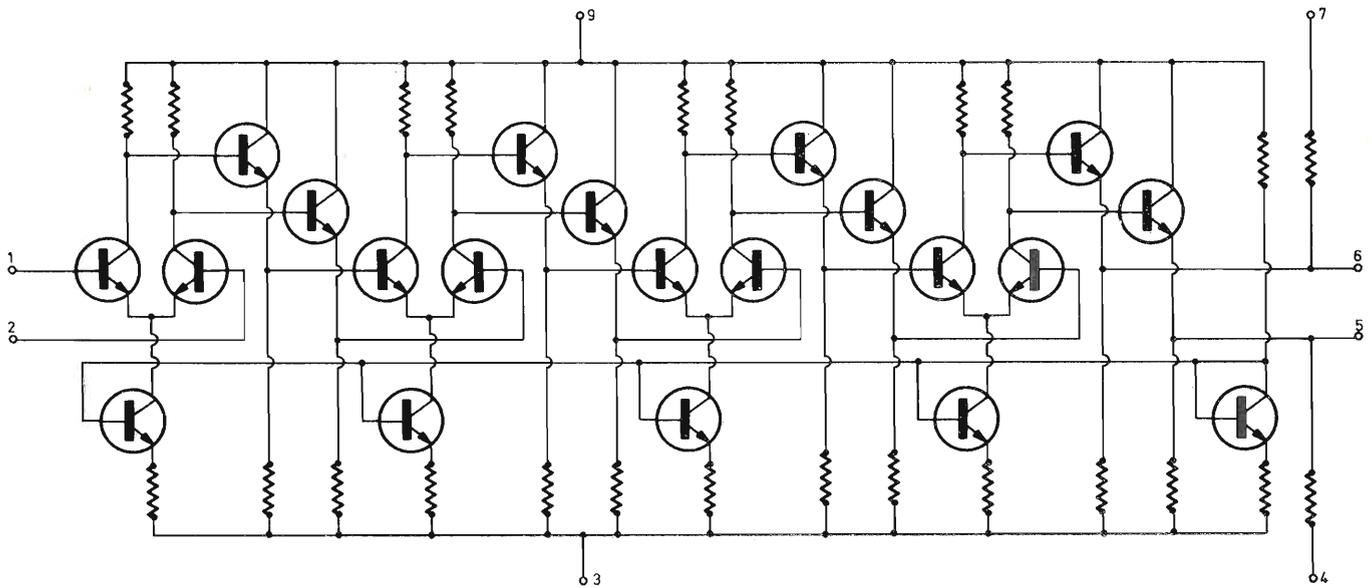



Fig. 18

al limite di tosatura 2W, tensione di entrata a 1 kHz per l'uscita di 2 W, 20 mV; rapporto segnale/disturbo (acuti al max) 60 dB; corrente totale di riposo 17 mA; corrente media (per uscita 2 W) 180 mA; distorsione 10% a 3 W, minore dell'1% a 1 W.
La curva di risposta globale è rappresentata in fig. 17, per la potenza di uscita di 1 W e per tre posizioni del potenziometro P2 di tono.

7. - Preamplificatore FI 10,7 MHz con il TAA350

Il TAA350 è un circuito integrato studiato appositamente per l'amplificazione a frequenza intermedia di segnali modulati in frequenza. Una sequenza di stadi differenziali permette di ottenere un'eccellente reiezione dei segnali modulati in ampiezza ed una caratteristica di limitazione notevole.
Lo schema elettrico interno del TAA350 è indicato in fig. 18; le sue caratteristiche sono le seguenti: tensione di alimentazione + 6 V; guadagno *RF* di tensione nella zona lineare 67 dB; frequenza di taglio (a — 3dB) 12 MHz; contenitore TO74.
Nello schema indicato in fig. 19, è realizzato un amplificatore FI completo a 10,7 MHz, per mezzo di un transistore BF184 e di un TAA350 seguito da un rivelatore a rapporto a diodi AA119. La sensibilità ottenuta è tale che, per la tensione di uscita a — 3dB di soglia di limitazione, la tensione di entrata è prossima a 6 μV.

La tensione di uscita AF, per l'escursione di frequenza di 15 kHz e la frequenza di modulazione di 1 kHz, è prossima a 25 mV. La reiezione per i segnali parassiti modulati in ampiezza è superiore a 50 dB, per tensioni di entrata comprese tra 10μV e 10 mV.

8. - Amplificatore AF, 4W, contenente il TAA435

Il circuito integrato TAA435 è un preamplificatore AF destinato ad alimentare un amplificatore di potenza di 4 W, sotto 14 V, con stadio di uscita AD161 + AD162. Lo schema elettrico interno di questo preamplificatore TAA 435 è mostrato in fig. 20. Il complesso amplificatore realizzato basandosi sul TAA435 è indicato in fig. 21, dove si vede che lo stadio finale è equipaggiato con una coppia di transistori AD161 e AD162. La curva di risposta può essere modificata applicando un condensatore tra i terminali 1 e 5 come è indicato sullo schema; con il condensatore di 33pF indicato, la diminuzione del guadagno è 3 dB a 10 kHz. Il diodo integrato tra i terminali 2 e 3 permette di stabilizzare il punto di riposo dei transistori di uscita contro le variazioni della tensione di alimentazione.

Le caratteristiche essenziali dello schema amplificatore di fig. 21 sono le seguenti: potenza di uscita 4 W minima, per distorsione totale 10 %; tasso di distorsione a 1 kHz, per 1 W, inferiore all'1 %; guadagno di tensione superiore a 50 dB; fattore di rumore (60Hz a 10 kHz; $R = 5$ kΩ) 6 dB; temperatura ambiente —25° ÷ + + 80°C; tensione di alimentazione 10 ÷ 18 V, tipica 14 V.

9. - Amplificatore di potenza a circuito integrato con il TAA300

Il circuito integrato monolitico TAA300 è un amplificatore ad audio-frequenza studiato appositamente per equipaggiare apparecchi alimentati a pile; un caso tipico ad es. è quello della sezione AF di un ricevitore radio portatile. Questo circuito integrato impiega una tensione nominale di 9 V e con un'impedenza normalizzata di 8 Ω; fornisce la potenza di 1 W, con distorsione inferiore al 10 %; è montato in un contenitore del tipo TO74 a 10 conduttori.

La sua impedenza di entrata è di 15 kΩ; la tensione di entrata per l'uscita di 0,7 W è di 7 mV. Infine, la corrente di riposo è 8 mA.

Lo schema elettrico interno del circuito integrato è mostrato in fig. 22.

Si vede che lo stadio di uscita è costituito da 4 transistori NPN, dei quali due sono di potenza. Questi transistori NPN sono collegati due a due per formare una coppia di Darlington.

Prima di uno di questi Darlington è montato un transistore PNP, il cui guadagno di corrente è prossimo all'unità. L'insieme PNP e Darlington NPN si comporta come un transistore PNP di potenza, per cui lo stadio di uscita del TAA300 è equivalente ad una coppia di transistori complementari funzionanti in classe B.

Dato che i Darlington permettono di ottenere un guadagno di corrente molto elevato, la corrente di collettore del transistore di comando è a basso livello, il che contribuisce all'ottenimento di un basso valore della corrente totale di riposo. La stabilizzazione della corrente di riposo in funzione delle variazioni della tensione della batteria è ottenuta per mezzo di una tensione proporzionale a detta tensione di alimentazione (Vcc) e che è applicata in serie con le tensioni V_{be} dei transistori di uscita. Questa stabilizzazione impedisce anche un aumento troppo forte della corrente di riposo alle alte temperature.

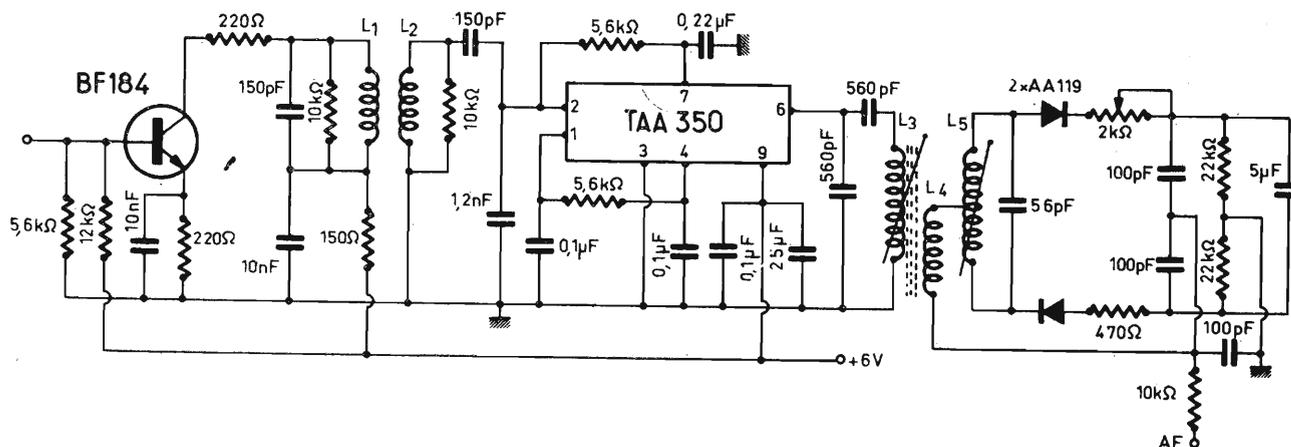
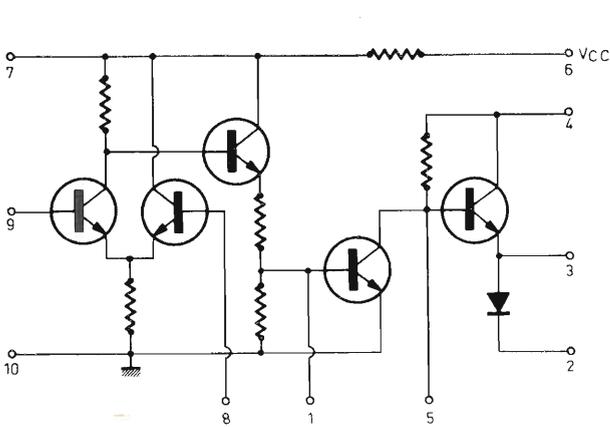
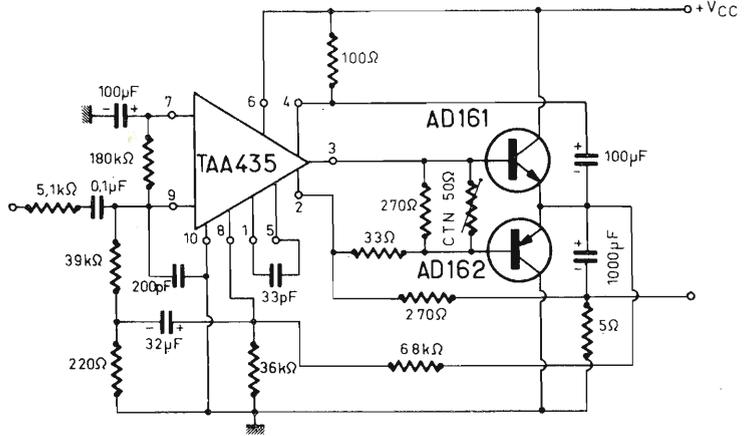
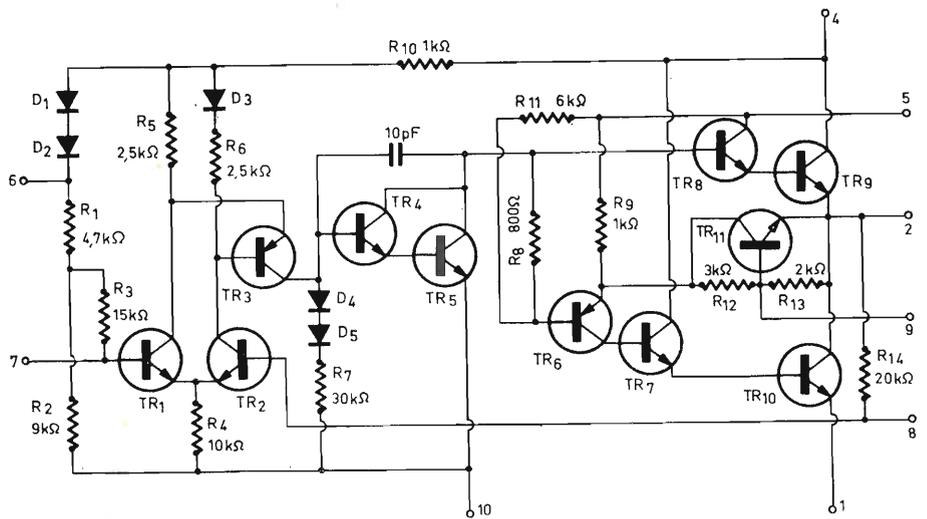



Fig. 19

Fig. 20

Fig. 21

Fig. 22

Fig. 23

Lo stadio pilota è costituito pure da due transistori NPN montati in Darlington. Allo scopo di limitare la risposta alle alte frequenze, è stata integrata tra la base e il collettore del transistore pilota (effetto Miller) una capacità di circa 10 pF.

La tensione di riposo in uscita è stabilizzata alla metà del valore della tensione di alimentazione V_{cc}, per effetto dello stadio differenziale di entrata, che la confronta con una tensione ottenuta con un divisore a resistenze. Poiché la rete di stabilizzazione è integrata, l'impedenza di entrata è limitata al valore di 18 kΩ. Allo scopo di ottenere una bassa distorsione ed una buona risposta in frequenza, si è applicata una tensione di controreazione all'ingresso. Con una resistenza di controreazione di 47 Ω la sensibilità dell'amplificatore è di circa 10 mV, per la potenza di uscita di 1 W. Senza resistenza, la sensibilità risulterebbe aumentata secondo il fattore 10. Infine, per ragioni di stabilità alle alte frequenze, si deve collegare un condensatore ceramico di 47 nF fra l'uscita e lo zero elettrico. Lo schema del circuito pratico di questo amplificatore integrato è dato in fig. 23. La curva di risposta ampiezza-frequenza è indicata in fig. 24. Alla tensione massima di una pila di 9 V e in regime sinoidale, la potenza massima dissipata dal TAA300 è di circa 800 mW; nelle condizioni normali d'uso, il suo valore tipico è di 600 mW.

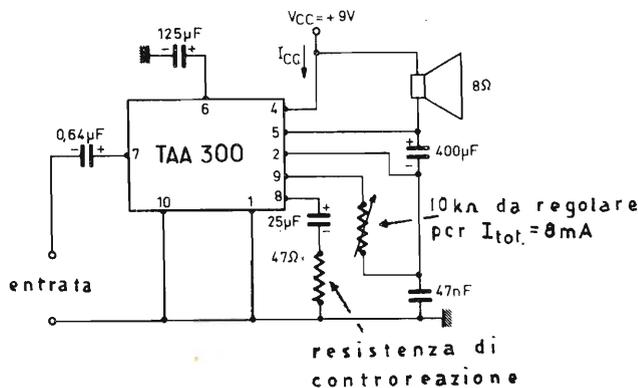
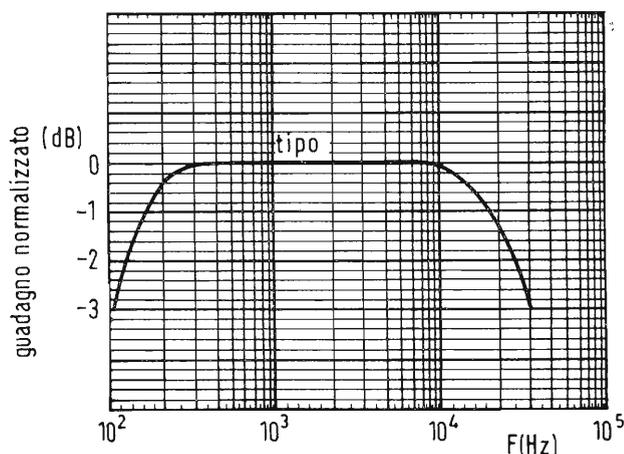



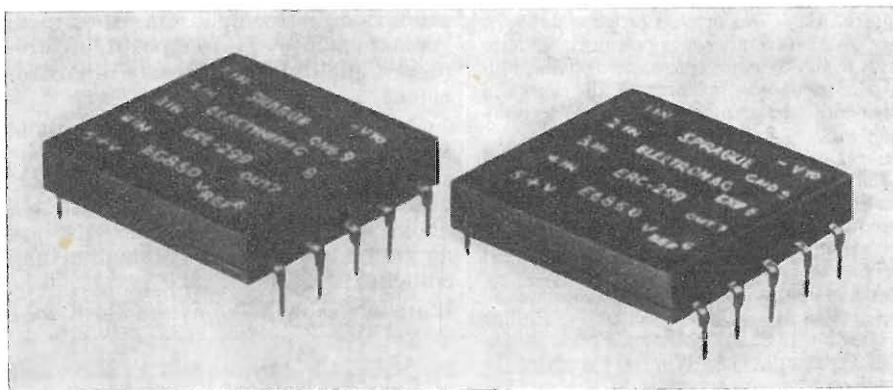
Fig. 24

Si raccomanda di circondare il contenitore con un clip del tipo 56265 montato su un radiatore in alluminio annerito di 20 cm².
Nella banda da 30Hz a 15kHz, il rapporto segnale/rumore è di 70 dB per una potenza di uscita di 1 W con la resistenza di sorgente di 2 kΩ max. La tensione di rumore ai capi del carico (8 Ω) è al massimo di 0,4 mV, quando l'entrata è riportata allo zero elettrico per mezzo di un condensatore di 25 μF.

10. - Bibliografia

Documentazione R.T.C. La Radiotechnique-Compelec.

A.

Nuovi convertitori digitali/analogici. Serie ERC Sprague

La SPRAGUE presenta sul mercato italiano la sua serie di convertitori digitali/analogici denominati ERC.
I convertitori D/A SPRAGUE sono dei circuiti integrati ibridi montati su contenitori modulari dual in line per facilitarne l'inserimento su circuiti stampati.
La particolare realizzazione di tali convertitori, ottenuta usando la tecnologia dei circuiti integrati su film sottile, consente di raggiungere una elevata precisione di funzionamento.
Collegando due soli moduli della serie ERC si può realizzare un convertitore digitale/analogico da 10 bit con una precisione di 9,8 mV. La serie ERC è composta da due moduli base da 4 e 5 bit con i quali si possono ottenere 8 e 10 bit rispettivamente.
La temperatura di funzionamento è compresa tra 0 e 70 gradi centigradi. L'impedenza d'ingresso è di 10 kΩ mentre quella d'uscita è di 25 kΩ. Le tensioni di alimentazione sono: —20 V, +4 V, —10 V.
La compatibilità logica di questi nuovi convertitori D/A integrati con le famiglie TTL e DTL consente il loro facilissimo impiego in una vastissima gamma di applicazioni.

(s.p.i.)

La LESA ha compiuto 40 anni

La LESA è una grande organizzazione, tecnica e commerciale, che agisce nei campi dell'elettroacustica, dell'elettronica e dell'elettromeccanica. Progetta, costruisce e vende prodotti finiti, parti e componenti e la sua azione ha raggio internazionale, in competizione con le aziende più reputate del mondo.

La LESA ha oggi oltre duemila dipendenti e opera in Italia con tre stabilimenti e con dieci Uffici Regionali, all'estero con quattro Società collegate e con una vasta rete di Distributori e di Agenti. La LESA è stata sempre caratterizzata dalla razionalità dell'organizzazione, dalla agilità dell'azione e dal continuo rinnovarsi nelle formule e nei modelli.

Negli ultimi anni la LESA ha attuato, con mezzi e impegno eccezionali, l'aggiornamento progettativo, produttivo ed estetico di tutti i suoi prodotti, per portarli al livello della tecnica più avanzata e del gusto più moderno; ha così costituito una base di lancio verso nuovi traguardi, come la struttura e le possibilità dell'Azienda richiedono.
È stata questa la meta raggiunta al compimento del quarantesimo anno di attività.

La LESA ebbe i natali a Milano, nella primavera del 1929, in due stanze al piano terreno di una vecchia casa, oggi non più esistente, in Corso Italia 31. Le prime realizzazioni della LESA furono i rivelatori fonografici e i motori elettrici per fonografi, considerati allora produzione di avanguardia, con i quali si piazzò subito al primo posto in Europa per qualità e accuratezza di costruzione.

La LESA ha recentemente acquistato un vasto terreno, in magnifica posizione, sulla direttrice Milano-Monza. Vi sorgeranno la nuova sede direzionale e il nuovo stabilimento « A », che vi saranno gradualmente trasferiti dagli attuali edifici di Milano.

L'attuale sede direzionale della LESA è in Via Bergamo 21 - Milano.

La sede di Milano ospita la Direzione Generale, le Direzioni commerciali, tecniche e amministrative, il centro elettronico elaborazione dati.
Nello stabilimento « A », in Via Fogazzaro 36 - Milano, si producono piccole serie, apparecchi speciali e le attrezzature di produzione e di montaggio progettate dalla LESA per i suoi usi.
Oggi questo stabilimento, seppure tuttora efficiente, non risponde più completamente alle moderne esigenze della Ditta.
Nello stabilimento di Tradate, allestito con mezzi moderni e razionali, si costruiscono gli apparecchi per la riproduzione del suono — esclusi i registratori a nastro — i loro componenti e i motori elettrici a induzione e a pile. Una moderna falegnameria costruisce contenitori per fonografi e mobili per apparecchi « alta fedeltà ».
Nello stabilimento « C » si costruiscono i registratori e riproduttori a nastro e i loro componenti, i potenziometri e i resistori variabili a strato di carbone e a filo, gli elettrodomestici, i motori a collettore.
In gran parte le macchine e le attrezzature vengono progettate e costruite in seno all'Azienda da un apposito ufficio tecnico e da una officina, altamente specializzati, addetti allo studio e alla realizzazione dei nuovi mezzi produttivi e di assemblaggio.
L'automazione dei processi produttivi, sia nelle officine meccaniche, sia sulle linee di montaggio, gode alla LESA delle più moderne applicazioni ed è in continuo progresso.
La produzione LESA può essere suddivisa in otto settori merceologici:

1. Registratori e riproduttori a nastro magnetico
2. Fonografi portatili
3. Fonografi in mobile e sistemi componibili alta fedeltà
4. Radiofonografi e apparecchi radio
5. Elettrodomestici
6. Equipaggi per fonografi e per registratori a nastro magnetico - cartucce fonografiche
7. Potenziometri e resistori variabili a strato di carbone e a filo
8. Motori elettrici frazionari. *(a)*

Un invito all'invenzione per tutti i giovani scienziati europei

Alcuni anni addietro si calcolava che la massa delle nozioni scientifiche raddoppiasse ogni anno; oggi questo rapporto è decisamente modificato nel senso che l'accrescimento delle nozioni ha preso un ritmo più intenso. In questo quadro, che si va ampliando minuto per minuto, i giovani trovano spazio per estrinsecare i propri interessi creativi, per condurre ricerche nuove, per effettuare esperimenti scientifici, a volte con risultati sorprendenti.
Un invito all'invenzione: questo il tema riproposto dal Concorso Europeo 1969/70 per giovani inventori e ricercatori, indetto per il secondo anno consecutivo dalla Philips, che riconosce nell'attività di ricerca il fondamento della moderna civiltà tecnologica.
Tutti i giovani dai 12 ai 21 anni, residenti in Italia e di qualsiasi nazionalità, sono invitati a presentare i risultati delle ricerche compiute nel campo delle scienze naturali, della matematica, della fisica e della chimica e delle loro applicazioni.
La documentazione dovrà essere inviata alla Segreteria del « Concorso Europeo Philips per Giovani Inventori e Ricercatori » Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano entro la mezzanotte del 15 Febbraio 1970.
Saranno ammessi al Concorso progetti, disegni ed opere che presentino caratteristiche o soluzioni nuove ed originali; i lavori possono non essere legati ad applicazioni pratiche, ma devono sempre presentare una chiara caratteristica di originalità.
L'iniziativa della Philips si articola in *Concorsi nazionali* ed in un *Premio Europeo*. Per il Concorso italiano sono previsti dieci premi così suddivisi: tre primi premi consistenti ciascuno in una borsa di studio di 500.000 lire, più un viaggio in Olanda con visita ai Laboratori di Ricerca Scientifica Philips e la partecipazione di diritto al « Premio Europeo ». Gli altri secondi premi consistono in strumenti scientifici e prodotti Philips per il valore di 200.000 lire ciascuno. La finale dei Concorsi nazionali (il « Premio Europeo », dotato di borse di studio e strumenti scientifici) avverrà ad Eindhoven, in Olanda, nel maggio del 1970.

ATES Componenti Elettronici S. p. A.

La ATES svolge la sua attività nel campo della produzione dei semiconduttori discreti, dei circuiti integrati e dei componenti passivi per telecomunicazioni. Alla Fiera Internazionale di Genova la società ha presentato una documentazione fotografica, che illustra sia alcune fasi produttive, nello stabilimento situato nella zona industriale di Catania, sia il modernissimo complesso di ingegneria recentemente realizzato nel comprensorio di Castelletto, a Settimo Milanese. Questo complesso, all'avanguardia nel campo delle ricerche avanzate nelle tecnologie di fabbricazione dei circuiti integrati e dei componenti discreti, comprende una camera a flusso laminare verticale — la prima di grande estensione costruita in Europa — nella quale vengono mantenute severe condizioni ambientali (quali temperatura, umidità relativa, assenza di polvere e di inquinamento dell'aria) assolutamente indispensabili ad una perfetta realizzazione dei circuiti integrati. *(a.c.e.)*

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

dott. ing. A. Contoni

I fonometri: misuratori di livello sonoro*

In molti casi ci tornerebbe comoda una registrazione permanente dei suoni che ci interessano. Per es., può essere desiderabile misurare l'efficienza dei vari tipi di clacson d'automobile, o rilevare e tener sotto sorveglianza il livello di rumorosità di un impianto industriale. Il registratore di livello è stato impiegato a questo scopo, già da parecchi anni.
Il registratore di livello è, in sostanza, un registratore di tipo a striscia di carta. Poiché il segnale rivelato nel misuratore di livello sonoro non è lineare, il registratore di livello accetta un segnale alternativo. Questo segnale viene prelevato dal misuratore di livello sonoro in un punto giusto prima del rivelatore. Il registratore di livello ha poi il suo proprio rivelatore, che può servire talvolta ad aumentare la flessibilità del misuratore di livello sonoro, fornendo una rivelazione quasi di cresta, o media, o una rivelazione del valore efficace. Usando il registratore di livello, si incorre nella stessa difficoltà discussa sopra per i misuratori di livello dei suoni: la risposta dinamica. Quando il suono diventa più impulsivo, la risposta è controllata dalle caratteristiche dinamiche della rete di reazione non lineare, che regola il movimento dello stilo, piuttosto che dal rivelatore.
Molti registratori di livello presentano velocità di scrittura selezionabili, ma alle velocità più alte ci sono sovraelongazioni più gravi, dovute all'inerzia meccanica. Secondo la velocità di scrittura e dal campo dinamico, si possono commettere errori fino a 20 dB, quando si registra il livello di un treno di impulsi sonori di 200 ms. La situazione peggiora ancora con treni d'impulsi audio più brevi.
Il mod. 8052A, d'altro canto, fornisce un segnale c.c. di uscita, lo stesso segnale c.c., che pilota lo strumento indicatore. L'uso di questo segnale risulta utile per due ragioni: 1°) la rivelazione è già compiuta, così non occorre un rivelatore nel registratore; 2°) il circuito stiratore del mod. 8052A entra in gioco solo per misure di impulsi e di cresta, per cui è necessario che il registratore abbia solo una velocità moderata. La maggior parte dei registratori a striscia di carta comunemente reperibili, come il mod. 680 HP, presentano questi requisiti.
Il segnale c.c. di uscita del mod. 8052A

(*) continua dal n. 12, dicembre 1969, pag. 511.

(*) Rielaborato da Application Note, 100 Acoustic Handbook, Hewlett-Packard.

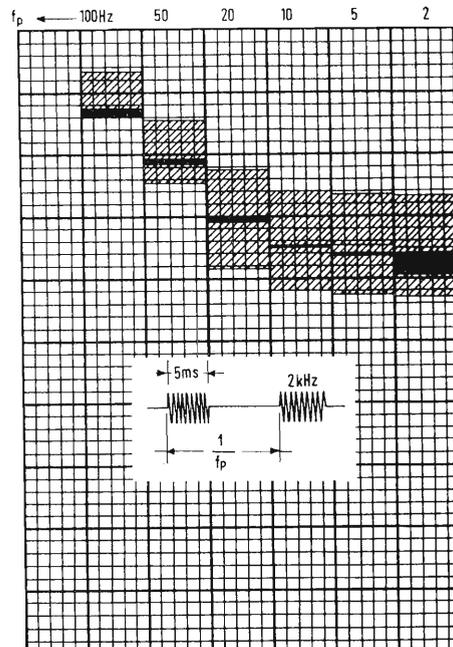
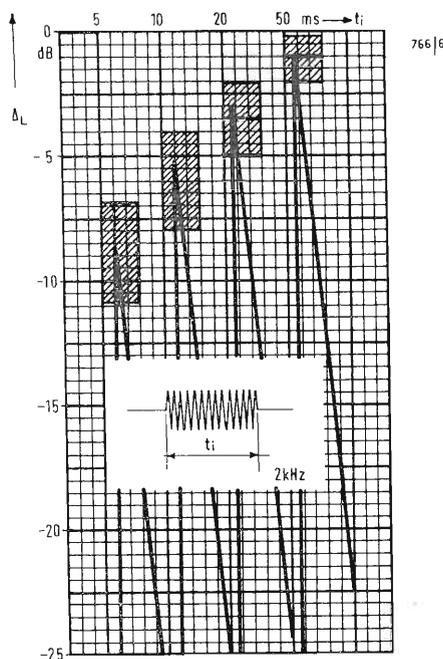



Fig. 15 - Risposta ai segnali impulsivi dell'apparecchiatura di registrazione di livello, costituita dal misuratore di livello di suoni impulsivi HP 8052A, dal convertitore logaritmico 15132A e dal registratore a striscia di carta 680. Sono pure riportati i limiti di tolleranza.

è una funzione lineare della pressione sonora. Ma in generale, è più conveniente avere la registrazione lineare in funzione della pressione sonora in dB. Si può usare, per questo, un convertitore logaritmico con un campo dinamico di 25 dB, come il mod. 15132A HP. Poiché il convertitore logaritmico e il registratore derivano dal misuratore di livello sonoro, la discussione precedentemente riportata riguardante la validità delle letture serve parimenti bene qui, cioè la registrazione è attendibile solo quando l'apparecchio può seguire il segnale. La fig. 15 mostra la risposta dell'apparecchiatura 8052A/15132A/680 a singoli treni d'impulsi audio di varie lunghezze e a treni d'impulsi audio di 5 ms di varie velocità di ripetizione, usando il Modo Impulsivo del mod. 8052A. Questi segnali e le tolleranze sono quelli specificati nella norma tedesca per misuratori di livello di suoni impulsivi, DIN 45633, Parte 2ª. La figura dimostra che l'intera apparecchiatura presenta agevolmente i requisiti e che la risposta del complesso è determinata dal mod. 8052A stesso.

6. - FILTRI

Nella trattazione del misuratore di livello sonoro si è accennato alle misure di bande larghe. Si è visto che tali misure permettono solo di confrontare i suoni prodotti da dispositivi simili, poiché non siamo in grado di distinguere fra suoni di carattere diverso, basandoci semplicemente sulla lettura di uno strumento. Al contrario, nulla garantisce che suoni diversi provochino indicazioni diverse sullo strumento; però noi possiamo avvertire la differenza; sappiamo distinguere il rumore di una automobile da quello di una macchina dattilografica. Per fare misure attendibili, allora dobbiamo spartire i suoni in componenti spettrali, che potremo poi analizzare individualmente e collettivamente. Per fare questo, bisogna ricorrere a filtri.
Attualmente c'è una quantità di filtri tra cui scegliere. Si possono usare filtri a banda stretta o filtri a banda larga. Tale possibilità di scelta non c'era in passato. Alcuni anni fa i filtri erano dispositivi puramente passivi costituiti da capacità e grosse induttanze e ogni filtro era contenuto in un suo proprio involucro, grosso, pesante e ingombrante. Per ridurre il numero delle singole unità richieste, alcuni elementi dei filtri erano commutabili, consentendo così ad un'unica scatola di filtri di coprire varie bande. Oggi possiamo usare un gruppo di filtri in parallelo o un solo filtro accordabile. Con lo sviluppo dei filtri attivi, le bobine sono scomparse come componenti dei filtri. La risultante semplicità di accordo portava all'adozione di filtri variabili con continuità, mentre l'ingombro ridotto significava che non occorreva più un magazzino per il funzionamento in parallelo di un certo numero di filtri. Un poco più tardi giunsero gli strumenti sfruttanti la tecnica dell'eterodina (cioè gli analizzatori d'onda) e furono introdotti nelle apparecchiature di analisi dei suoni. Non abbiamo ancora menzionato la risoluzione. Per lunghi anni si sono tentati vari tipi e combinazioni di filtri. Oggi però, alla luce delle nostre attuali conoscenze, possiamo restringere notevolmente il campo di scelta. Richiamando quanto si è detto nelle puntate precedenti a proposito della sensazione auditiva, si vede che lo scegliere una risoluzione più stretta della larghezza di banda critica non ha senso, perché per larghezze di banda più strette, la distribuzione spettrale del suono non influisce sulla sensazione auditiva. Si è anche visto che oltre i 280 Hz le larghezze di banda critiche sono molto vicine a 1/3 di ottava, per cui la risoluzione di 1/3 di ottava è una scelta ragionevole. Allora, per l'analisi dei suoni, cerchiamo di usare filtri con larghezza di banda percentuale costante, anzichè larghezza di banda assoluta costante. Questa scelta escluderebbe l'analizzatore d'onda con la sua larghezza di banda assoluta costante, ma non interessa la questione di filtri variabili o fissi. Il filtro esploratore variabile ha un grave inconveniente: la qualità del filtro. Come filtro a larghezza di banda percentuale costante, la sua larghezza di banda deve variare continuamente durante l'esplorazione, il che significa che i suoi componenti determinanti la frequenza devono venire regolati continuamente o convenientemente agganciati. Mantenere le caratteristiche ottimali del filtro in tali condizioni è estremamente difficile. Un altro fattore, che assume importanza quando si tratta l'analisi automatica dei suoni, è il tempo di esplorazione. Nel filtro scandente, abbiamo una « finestra » di visione che si sposta costantemente. Poiché possiamo vedere solo quelle componenti spettrali che sono contenute nella finestra, ci sforziamo di esplorare il campo di frequenze interessato, il più rapidamente possibile per cogliere tutte le componenti di suoni anche brevi. Ora, assumendo un rivelatore con costante di tempo 35 ms, il filtro 1/3 di ottava richiederebbe più di 1,5 secondi per esplorare da 50 Hz a 10 kHz (il tempo di scansione è proporzionale alla costante di tempo del rivelatore). Tale tempo di esplorazione difficilmente ci può dare un rilievo continuo dello spettro.
Se usassimo filtri fissi consecutivi, potremmo risolvere il problema della qualità del filtro elaborando individualmente ciascun filtro. D'altro canto, occorre una quantità di filtri (si richiedono 24 filtri 1/3 di ottava per coprire la gamma da 45 Hz a 11 kHz), per cui il fattore costo è molto importante. Si può ridurre il costo in due modi: 1) restringere il campo di frequenze, cioè ridurre il numero dei filtri; 2) aumentare la larghezza di banda dei filtri (portan-

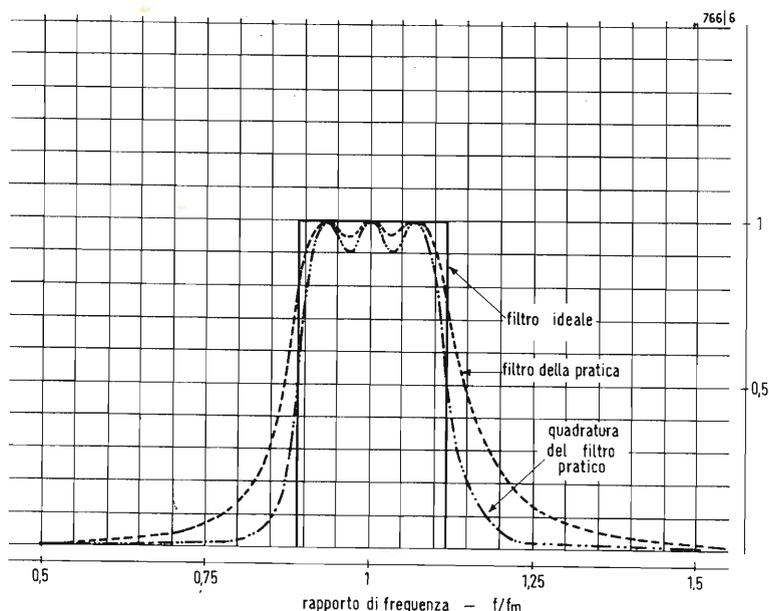



Fig. 16 - Determinazione della larghezza di banda di filtri. Le aree sottese dalla curva rettangolare del filtro ideale e dalle curve dei filtri della pratica devono essere uguali.

dola a un'ottava) e ancora riducendo il numero dei filtri. (Si può anche allargare le tolleranze dei filtri per ridurre il costo dei singoli filtri, ma questo sistema tende a far mancare lo scopo di usare filtri in primo luogo). Attualmente, possiamo girare queste alternative a nostro vantaggio adottando un metodo di misura, che non sia più complesso dello strettamente necessario, ad un costo proporzionato con la capacità.
Ritornando all'analisi automatica dei suoni per un momento, abbiamo visto che la tecnica dei filtri di scansione non è molto soddisfacente, a motivo della bassa velocità di analisi. I filtri fissi forniscono risultati molto migliori. Fornendo ciascun filtro di un rivelatore, possiamo campionare sequenzialmente l'uscita di ciascun rivelatore e rappresentare i risultati. La velocità di campionatura è indipendente dalle caratteristiche del filtro, per cui la « velocità di scansione » può essere molto alta. Come si vedrà più avanti, si può completare un'esplorazione in millisecondi, anzichè in secondi, fornendo una vera analisi in tempo reale. Naturalmente, si può registrare il suono su nastro magnetico e poi riprodurlo nel numero di volte necessario per vedere lo spettro totale.
Questo metodo è quanto mai efficiente e largamente usato. Inoltre si possono usare filtri fissi selezionati manualmente (o automaticamente) in questo caso, per cui un filtro esplorante non offre particolare vantaggio. Per misure acustiche useremo perciò filtri fissi.
Dobbiamo stabilire norme per assicurare i risultati attendibili delle misure. Due norme di largo uso sono la Pubblicazione IEC225, « Filtri di 1 ottava, 1/2 ottava e 1/3 di ottava per l'analisi dei suoni e delle vibrazioni » e la Norma USA S.1.11 - 1966 « Dispositivi di filtri di 1 ottava, 1/2 ottava e 1/3 di ottava ».
Le due norme sono simili in quanto specificano le stesse frequenze centrali dei filtri e le frequenze nominali limiti di banda. Inoltre, entrambe fondano la larghezza di banda effettiva sulla trasmissione del fruscio bianco (potenza di rumore costante per frequenza unitaria), cioè la larghezza di banda effettiva dei filtri pratici è uguale a quella di un filtro ideale, che trasmette la stessa potenza di fruscio bianco (fig. 16).
Entrambe le norme pongono $\pm 10\%$ la tolleranza sulla larghezza di banda effettiva.
Le due norme differiscono alquanto nella definizione delle caratteristiche delle perdite di trasmissione. La IEC 225 definisce un'unica forma per ciascun tipo di filtro, mentre la S1.11-1966 definisce tre classi di filtri, sebbene solo due convengano a tutti i tipi di filtri. Queste classi definiscono la qualità di pendenza di perdite di trasmissione (caratteristiche « skirt ») come segue: 1ª Classe, bassa; 2ª Classe, modesta; 3ª Classe, alta. I filtri di ottava cadono nelle classi 1ª o 2ª; i filtri 1/2 ottava e 1/3 ottava nelle Classi 2ª o 3ª. Qui ci occuperemo solo dei filtri di 1 ottava e di 1/3 di ottava, perché i filtri di 1/2 ottava né hanno importanza acusticamente in termini della nostra risposta soggettiva, né offrono un gran che di economia per piccolo numero di filtri per un dato campo di frequenza. I filtri di ottava di 2ª Classe specificate nella S1.11-1966 sono molto simili ai filtri specificati nella IEC225 come si può vedere in fig. 17. Ciò vale anche per i filtri 1/3 di ottava di 2ª Classe. I filtri 1/3 di ottava di 3ª Classe della S.1.11-1966 hanno specifiche notevolmente più

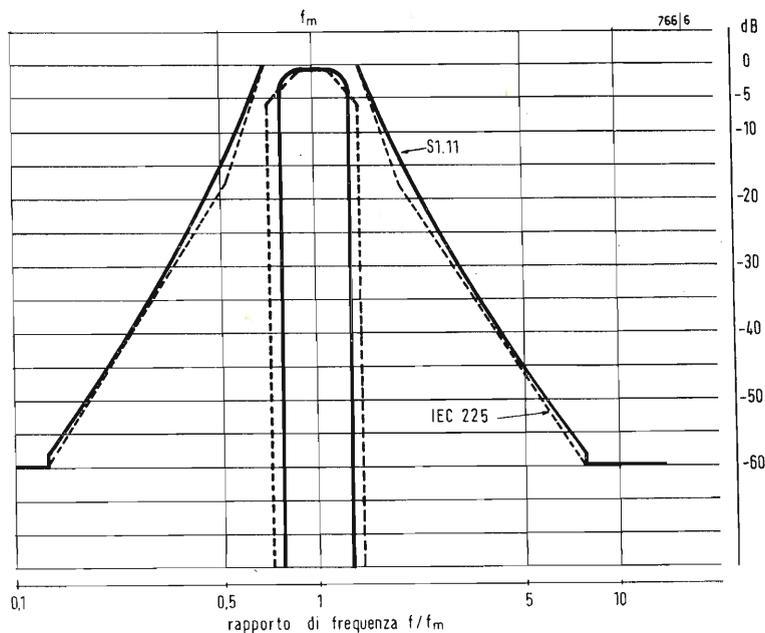



Fig. 17 - Caratteristiche di trasmissione di filtri di ottava di 2ª classe.

severe, come indica la fig. 19, da confrontare con la fig. 18. Si noti il rapporto segnale/disturbo più alto, di oltre 75 dB invece di 60 dB. È quasi impossibile soddisfare questi requisiti con filtri passivi nell'intera gamma di frequenze.
(I filtri di ottava di 1ª Classe hanno requisiti molto blandi; attenuazione minima di 10 volte alla frequenza centrale). La norma U.S.A. impone anche limiti sull'uniformità della banda passante: l'ondulazione massima da punta a sella è 2 dB per i filtri di ottava, 1 dB per i filtri di 2ª Classe (eccetto i filtri di ottava), 0,5 dB per filtri di 3ª Classe. Come sopra si è notato, i filtri 1/3 di ottava di 3ª Classe della norma S1.11-1966 hanno un rapporto segnale/rumore di 75 dB. Questo alto rapporto è conveniente in molti casi di misure. Poiché i suoni sono generalmente non sinoidali, il valore efficace del segnale elettrico applicato al filtro deve essere tenuto almeno 10 dB sotto la capacità del filtro di trattare le punte per tener conto del fattore di cresta. All'altro estremo del campo, i segnali devono essere circa 10 dB sopra la rumorosità, in modo che il rumore non influisca sulle misure. Allora si possono fare misure di valori efficaci in un intervallo di circa 55 dB con i filtri 1/3 di ottava di 3ª Classe

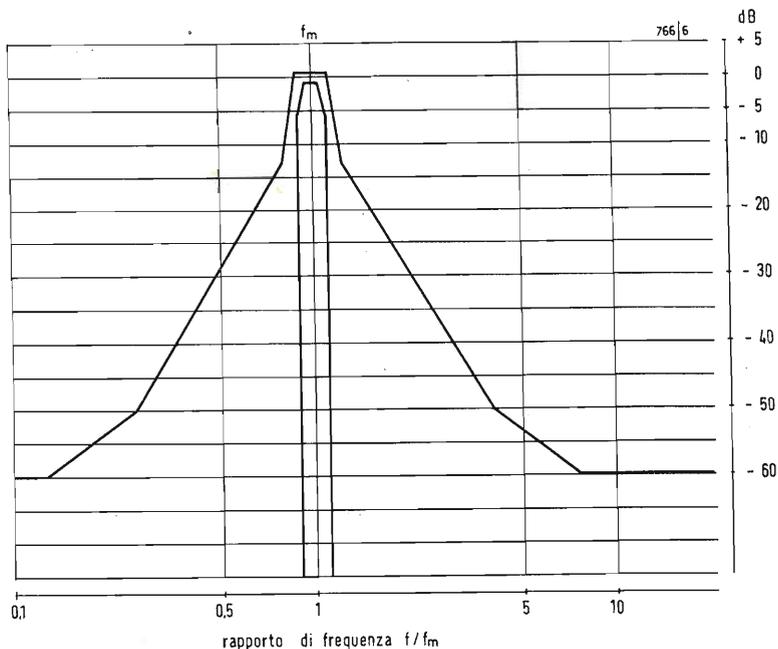



Fig. 18 - Caratteristiche di trasmissione di filtri di 1/3 di ottava secondo la norma IEC225.

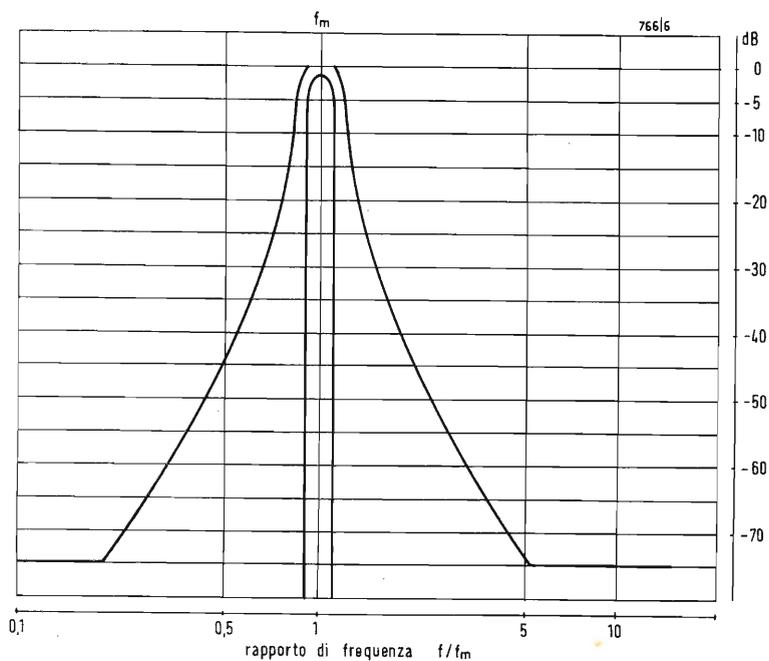



Fig. 19 - Caratteristiche di trasmissione di filtri di 1/3 di ottava secondo la norma S1.11 - 1966.

della S1.11-1966, di circa 40 dB con i filtri della IEC225.

In conclusione, i filtri presentanti i requisiti imposti dalla IEC225 e dalla S1.11-1966 di 2ª Classe sono equivalenti. I filtri, che soddisfano la 1ª Classe dell'S1.11-1966 non sono altrettanto buoni; i filtri che rientrano nella 3ª Classe della S1.11-1966 sono molto migliori.

Tra la vasta varietà di filtri attualmente disponibili ci sono i filtri di 1 ottava e di 1/3 di ottava costruiti dalla HEWLETT-PACKARD. Si tratta di filtri attivi tripolari, che presentano le caratteristiche dei filtri di 1 ottava di 2ª Classe della norma S1.11-1966 e dei filtri 1/3 di ottava della 3ª Classe rispettivamente (e quindi soddisfano anche alla norma IEC225). La figura 20 mostra le caratteristiche dei filtri tipici 1/3 di ottava HP. *(a)*

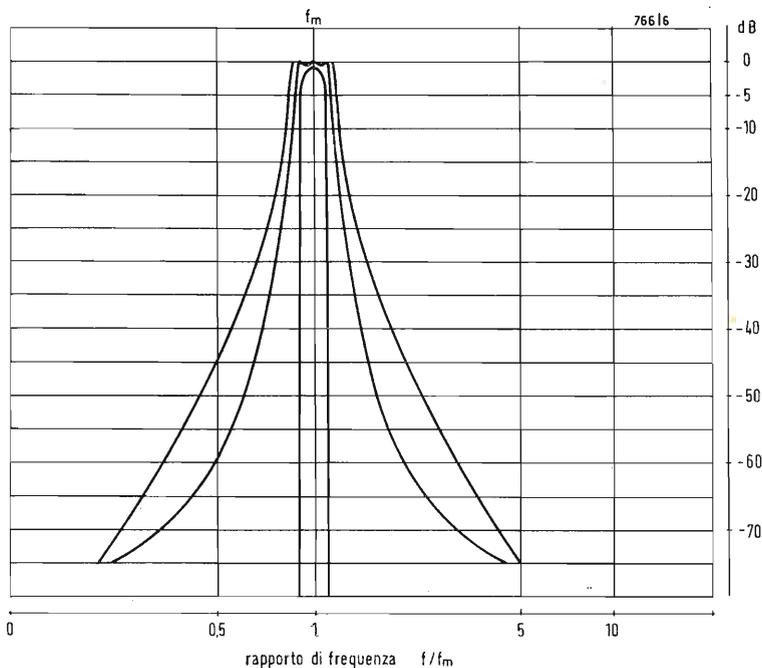



Fig. 20 - Caratteristiche tipiche di trasmissione di filtri 1/3 di ottava HP.

dott. ing. O. Barbuti

Impianto di videocitofono per condominio

Da circa un ventennio si è parlato a più riprese del « Video Telefono », un'apparecchiatura che consente agli utenti del telefono di vedersi a vicenda mentre conversano. Diciamo subito che il « Videocitofono » che qui presentiamo non risolve il problema del videotelefono, ma ne rappresenta una concreta premessa e una positiva promessa di realizzazione. Il videocitofono offre il controllo visivo dell'ingresso della vostra casa, completando con la visione il collegamento a viva voce del vostro citofono.

Un'utile ed elegante realizzazione dell'elettronica, che nobilita l'abitazione e gli abitanti. Una casa provvista di videocitofono è garanzia di superiore distinzione e impone riverenza a chi si accosta.

L'Elettronica Industriale, ha costruito nel suo stabilimento di Lissone un videocitofono che unisce alla bontà tecnica, un alto grado di praticità e di eleganza.

I componenti di un impianto di videocitofono per condominio sono:

1 pulsantiera con telecamera fino ad un numero indefinito di utenti, completa di posto audio esterno, e di tutte le apparecchiature elettroniche e di illuminazione;

1 derivatore per 4 utenti ad ogni piano del fabbricato;

1 (tele) visore da incasso a parete oppure da tavolino, per ogni utente;

1 microtelefono a cornetta da abbinare al visore;

1 cavo coassiale multiplo che rimane invariato sia per i montanti, sia per gli allacciamenti.

La fig. 1 rappresenta schematicamente un impianto completo di videocitofono per 24 utenti distribuiti su 6 piani e con 4 utenti per piano.

In figura 1 i simboli hanno i seguenti significati:

TEREF 30 = telecamera reflex con angolo di ripresa ottica di 30 gradi, altoparlante microfono, pulsantiera, illuminazione - Dimensioni 800 × 250 × 200 mm, peso kg 14

DPS4 = derivatore da piano, ⌀ max 160 mm, peso g 270

VISI = visore da incasso a parete - Dimensioni 200 × 260 × 195 mm, peso kg 5,8

MCT = microtelefono, peso g 430

C6 = conduttore unipolare ⌀ 0,6 mm

CC8/6 + 2 = cavo coassiale multiplo El. Ind., ⌀ max 9 mm

CM1Q = cavo a 4 fili ⌀ 0,6 mm El. Ind., ⌀ max 6 mm.

Le figure 2 e 3 rappresentano rispettivamente i televisori monitori di appartamento VISI 11 da incasso e VISE 11 da tavolo con i rispettivi microtelefoni. Le figure 4 e 5 rappresentano rispettivamente il gruppo esterno TEREF-B per impianto collettivo e il gruppo TEREF-SU per singolo utente.

L'uso del videocitofono deve necessariamente essere estremamente semplice poiché è affidato a chiunque si presenti all'ingresso della casa cioè a persone che possono essere tecnicamente del tutto sprovviste e che non possono frequentare un corso di preparazione prima di recarsi a far visita. Quindi la manovra richiesta al visitatore deve essere ridotta alla semplice pressione di un pulsante, come per suonare un campanello. La messa in funzione si svolge dunque così: il visitatore preme il pulsante corrispondente al nome dell'inquilino desiderato e subito appare sul monitore corrispondente, di cui ogni appartamento è dotato, l'immagine del visitatore; con la stessa operazione si stabilisce il contatto audio; l'immagine scompare automaticamente dopo 1 o 2 minuti, tempo regolabile in centralino. È notevole il fatto che non esiste alcun centralino oltre il posto esterno, perché tutto è conglobato nella cassetta della pulsantiera assieme all'organo elettronico ed ottico di ripresa visiva del soggetto (disposizione che appunto è oggetto di brevetto) e che quindi l'alimentazione di rete 220 V ca si allaccia esclusivamente a questo posto esterno e da esso, verso gli appartamenti che un solo sottile cavetto coassiale conglobato con tre altri conduttori. Questo unico cavo che fa da colonna montante è lo stesso che serve fra ogni distributore da pianerottolo ed il corrispondente visore.

Questa soluzione brevettata è appunto il vantaggio enorme che possiede il videocitofono Elettronica Industriale, per il montaggio del quale non si richiede più un tecnico qualificato della Casa costruttrice.

Altro punto notevole di questa realizzazione è quello di avere costruito l'organo di ripresa visiva munito di un otturatore automatico fra obiettivo e « vidicon » che impedisce la possibilità di deterioramento di quest'ultimo da

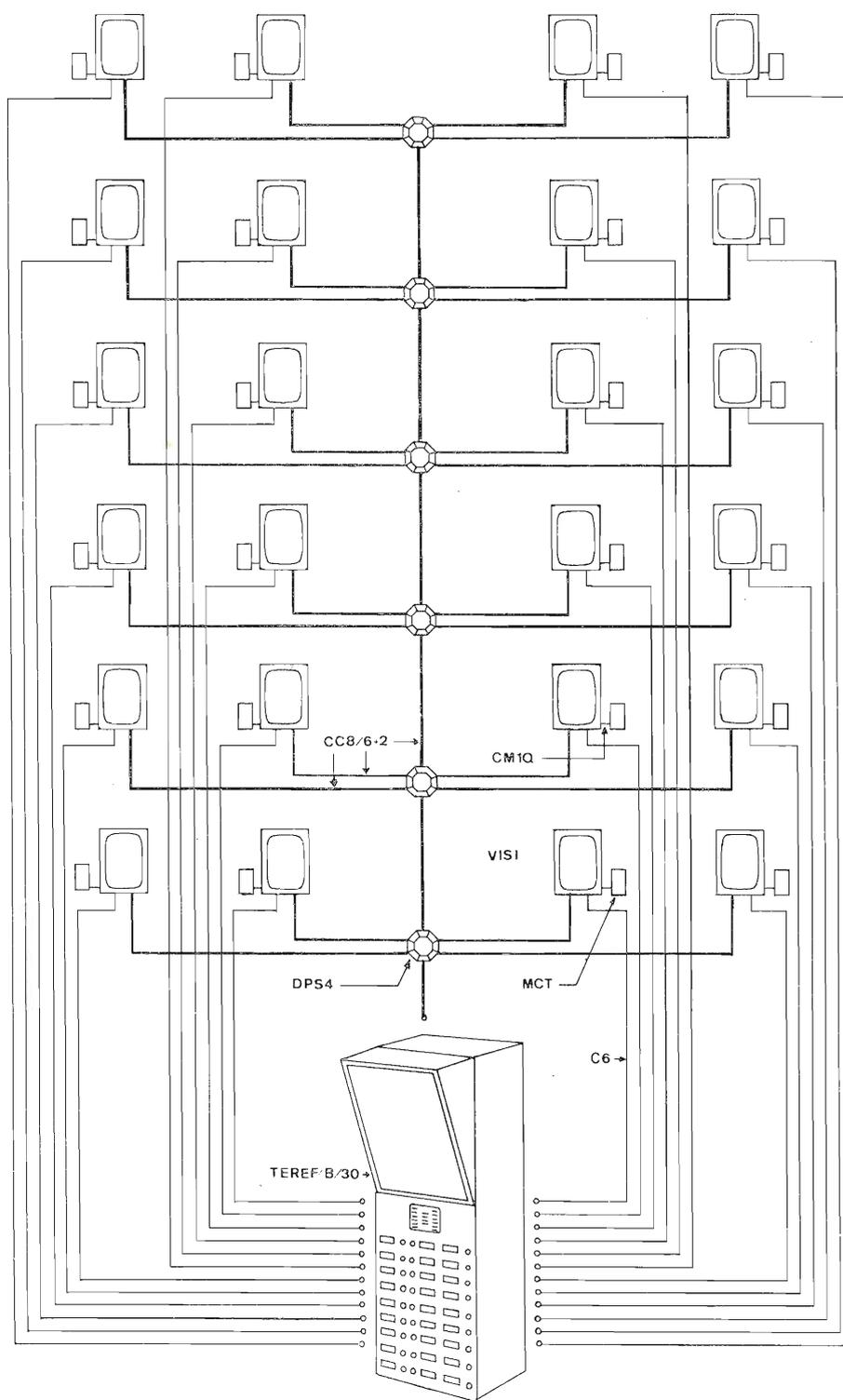



Fig. 1

parte di malintenzionati e per fortissime luci casuali che venissero captate dall'obiettivo.

Elenchiamo le principali caratteristiche del videocitofono Barbuti:

Segretezza: solo sul visore chiamato può comparire l'immagine, e solo dal citofono chiamato si può effettuare la conversazione.

Discrezione: nel caso che l'inquilino non desiderasse rispondere alla chiamata è sempre in grado di vedere sul visore il visitatore senza che debba eseguire qualsiasi operazione, ossia senza che il chiamante resti avvertito della sua presenza.

Anche la comunicazione audio dall'interno all'esterno, pur venendo auto-

maticamente abilitata, non può effettuarsi se l'inquilino non agisce sul suo apparecchio, potendo così evitare di palesare la sua presenza.
Sicurezza: l'utente che dovesse manomettere il visore non incontra nessun pericolo di folgorazione perché tutte le apparecchiature allocate in ogni appartamento sono alimentate a bassa tensione dal centralino.
Ogni visore è munito di un interruttore che permette di disinserirlo dal circuito quando l'utente si assenta per un lungo tempo.
Rapidità di chiamata: il centralino è provvisto di un sistema che esclude la chiamata precedente allorquando il visitatore desiderasse collegarsi con un altro utente ed il temporizzatore non avesse ancora interrotta la comunicazione stabilita in precedenza.
Affidamento: la costruzione di tipo professionale di tutti i componenti e l'uso di transistori scelti assicurano un alto grado di sicurezza, una lunga durata e la riduzione al minimo dei guasti.
Facilità di montaggio: ottenuta con speciali derivatori da piano e con l'uso di un unico tipo di conduttore coassiale composto, che si ripete invariato in ogni tratto dei collegamenti principali e derivati.
Versatilità: la invariabilità dell'apparecchiatura elettronica al variare del numero degli utenti permette la facile estensione dell'impianto in qualunque momento.
La stupefacente semplicità d'impiego e di installazione del videocitofono potrebbe far pensare ad altrettanta semplicità dei congegni elettronici contenuti nelle sue scatolette, ma non è così.
Si tratta infatti di mettere alla portata di tutti un impianto di televisione in circuito chiuso, cioè limitato ai componenti a videofrequenza con esclusione del trasmettitore RF, della sezione a radio frequenza e a frequenza intermedia del ricevitore e delle antenne trasmittente e ricevente.
Per tutto il resto l'impianto deve essere conforme ai princìpi della TV. A puro titolo informativo vogliamo dare uno sguardo ai problemi che si pongono al progettista del videocitofono.
1) Semplificazione del segnale standard TV. Affinché l'immagine si formi sul monitore occorre che il pennello catodico del cinescopio in esso contenuto si muova in sincronismo con il pennello catodico del tubo da presa (vidicon) nella telecamera; occorrono quindi i segnali di sincronismo orizzontale e verticale. La loro generazione è ottenuta con oscillatori rilassatori nella telecamera e nel monitore e sono sovrapposti agli impulsi di cancellazione, preceduti e seguiti dagli impulsi equalizzatori a frequenza doppia di quella di riga.
Una prima semplificazione consiste nell'eliminazione degli impulsi equalizzatori in quanto non strettamente indispensabili. In secondo luogo si può pensare all'abolizione dell'interlacciato a due trame e espletare l'analisi e la sintesi con esplorazione continua.
Qui gli argomenti pro e contro sono molti per cui si può arrivare a conclusioni opposte; nel caso « Barbuti » si è mantenuta l'analisi interlacciata.
Una terza semplificazione potrebbe consistere nell'abolizione degli impulsi di cancellazione orizzontale che verrebbero sostituiti dagli impulsi sincroriga opportunamente allargati.
Si arriva così ad uno « standard semplificato » largamente coperto da brevetti (attenzione di non incapparvi, le rivendicazioni sono molto vaste!), che consente di ridurre al minimo le apparecchiature indispensabili.
2) Riduzione dei consumi di energia e dei componenti. Argomento di primaria importanza. Se la telecamera, il monitore e i circuiti elettronici fossero tutti sempre attivi, la loro durata sarebbe limitata e i ricambi troppo frequenti. Bisogna quindi « tener spenti » tutti quei componenti e circuiti che sono pronti a mettersi in funzione appena arrivi loro un impulso di eccitazione e lasciare « accesi » solo quei pochi elementi vigilanti destinati ad alimentare tutti gli altri. Da qui l'uso di apparecchiature di « Standby ».
3) La generazione degli impulsi di sincronismo e a denti di sega per la formazione del reticolo in analisi e in sintesi. È possibile per gli impulsi verticali la loro generazione con mezzi più semplici dei tradizionali multivibratori o oscillatori bloccati; tali mezzi consistono in reti passive (circuiti integratori, squadratori, taratori ecc.), che funzionano con la sola tensione di rete senza richiedere transistori o tubi elettronici. Anche la forma degli impulsi sincro può essere ridotta da rettangolare a guizzi di più facile generazione.
4) La generazione delle alte tensioni continue di alimentazione del vidicon e del cinescopio, nonché dei transistori di potenza. Per questo argomento conviene fare ampio uso del principio largamente sfruttato nei ricevitori di TV, di dedurre l'E.A.T. dal ritorno del dente di sega di riga; è chiaro infatti che impiegando vari diodi connessi ad apposite prese del trasformatore di uscita orizzontale con l'elettrodo opportuno, si possono ricavare quante tensioni continue di entrambe le polarità si desiderano, a patto di non « dissanguare » il transistore finale orizzontale.
5) Circuiti di temporizzazione, di segreto ecc. La necessità di limitare la durata della videoconversazione per lasciare l'apparecchiatura a disposizione di altri visitatori, di togliere la comunicazione quando il chiamato non è in casa, di impedire che la chiamata venga percepita da altri utenti oltre quello desiderato, impongono l'uso di speciali circuiti con relé a tempo regolabile (temporizzazione), che devono essere studiati particolarmente in ogni singola applicazione del videocitofono.
Potremmo continuare molto a lungo,

ma ci intimidiscono gli occhiacci del redattore della rivista, il quale ci fa minacciosi cenni di piantarla per il bene dei lettori.
Ci basti aver accennato alla complessità di un videocitofono e ai problemi che esso comporta, assicurando che sono stati tutti risolti nel modo migliore, assieme a quelli climatici e meteorici, dall'ing. O. Barbuti.
Circa i prezzi del videocitofono, è chiaro che variano in funzione della complessità dell'impianto, del numero dei componenti; quanto questo numero è più grande, tanto minore risulta la quota per ogni singolo utente; per questo argomento rimandiamo al listino prezzi da richiedersi alla Elettronica Industriale di Lissone (Milano).

La necessità da parte del costruttore, per far onore alla sua firma, già apprezzata in Italia e all'estero, di dotare il suo prodotto di tutti i requisiti e ricercatezze per cui non fosse possibile muovergli alcun appunto ragionevole non ha permesso di ridurre la qualità e pertanto il prezzo.
Considerando d'altra parte che il costo di un impianto simile incide minimamente sul totale di una costruzione, ed il fatto stesso che la eliminazione della portineria permette in circa 6 ÷ 7 mesi l'ammortamento totale della spesa sopportata, ha consigliato il costruttore a non lesinare sulla bontà dei componenti e sulla affidabilità del servizio, anche se ciò ha influito a discapito del costo.

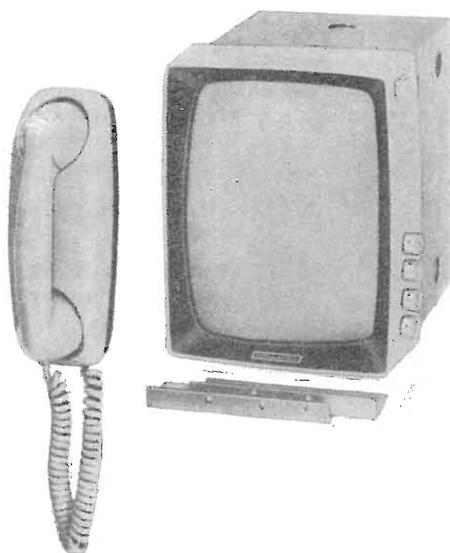



Fig. 2

VISI 11 – Visore da incasso –
Telaio metallico facente da supporto per:
i circuiti stampati dell'apparato di riproduzione della figura, completamente a transistori;
il cinescopio rettangolare 11";
le connessioni a spinette per i comandi;
la mascherina frontale munita dei 4 comandi di luminosità, contrasto, verticale, orizzontale e dell'interruttore di esclusione.
L'intelaiatura è adatta per essere applicata nella cassetta (SCAVIS 11) preventivamente murata, mediante 4 viti 3,5 MA.
Microtelefono (MCT)
con basamento da applicare a muro, contenente il ronzatore per la chiamata, la morsettiera per le connessioni al visore ed un tasto per eventuale apriporta. Cornetta con filo estensibile, microfono a carbone e auricolare magnetodinamico.

Fig. 3

VISE 11 – Visore da tavolino –
Mobile metallico munito di maniglia, contenente:
l'intelaiatura portante dei circuiti stampati, completamente a transistori;
il cinescopio rettangolare da 11";
i comandi di luminosità, contrasto, orizzontale, verticale;
la mascherina frontale munita dell'interruttore di esclusione;
cavi di allacciamento alla presa di utenza con spinotto coassiale + spinotto a 5 contatti.
Microtelefono (MCT)
solidale con il mobile del visore, contenente il ronzatore per la chiamata ed un pulsante per l'apriporta;
cornetta munita di microfono a carbone e auricolare magnetodinamico.

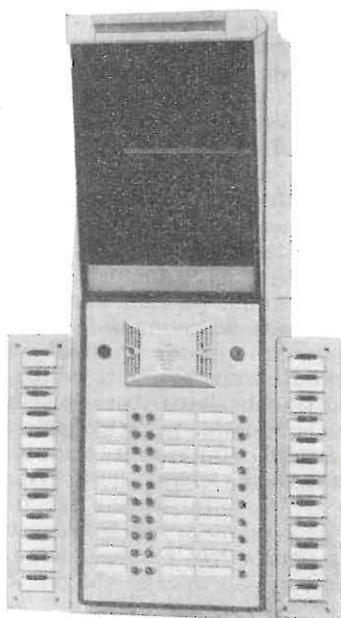



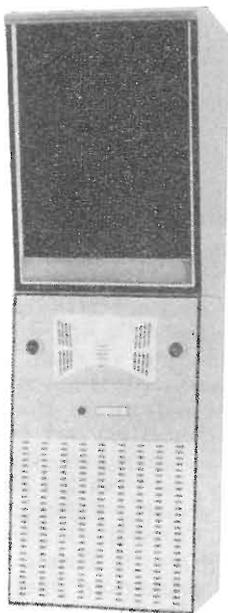
Fig. 4

TEREF-B – Per impianto collettivo – Gruppo esterno da incasso comprendente:
cassetta da murare, con attacchi e zanche (SCAREF);
cassetta sistema reflex comprendente il sistema ottico per prolungare il tragitto ottico di 850 mm rispetto al piano della pulsantiera, con angolo di apertura = 28 gradi verticale × 21 gradi orizzontale;
pulsantiera da 10 ÷ 20 ÷ 30 pulsanti con portatarghette illuminate, apribile a cerniera e munita di due serrature a chiave (per più di 30 utenti si applicano a lato altre pulsantiere indipendenti);
altoparlante e microfono magnetodinamici tropicalizzati;
telecamera speciale munita di otturatore automatico dell'obiettivo (vedere caratteristiche tecniche a parte);
apparecchiatura elettronica di amplificazione, selezione, temporizzazione ed alimentazione;
lampada di illuminazione schermata ad accensione graduale.

Fig. 5

TEREF-SU – Per singolo utente – Gruppo da incasso comprendente:
cassetta da murare, con attacchi e zanche (SCAREF);
cassetta sistema reflex comprendente il sistema ottico per prolungare il tragitto ottico di 850 mm rispetto al piano della pulsantiera, con angolo di apertura = 28 gradi verticale × 21 gradi orizzontale;
pulsantiera da 1 pulsante con portatarghetta illuminata, apribile a cerniera, con chiusura a chiave;
altoparlante e microfono magnetodinamici tropicalizzati;
telecamera speciale munita di otturatore automatico dell'obiettivo (vedere caratteristiche tecniche a parte);
alimentatore per telecamera e per 1 visore;
lampada di illuminazione schermata ad accensione graduale.
I gruppi TEREF-B - TEREF possono venire montati anche completamente esterni facendo a meno della cassetta SCAREF e del bordo « coprifilo ». In questo caso vengono forniti con applicato una muffola per uscita cavi misura II (tubo ⦰ 26). *A.*

La fotografia USA al servizio della Scienza e della Tecnica in una mostra al Centro Commerciale Americano dal 10 al 14 febbraio 1970

Il programma di mostre per il '70 organizzato dal Centro Commerciale Americano di Milano, al Quartiere Fiera, si apre il 10 Febbraio con una prima rassegna tecnico-scientifica di apparecchiature « made in USA », dedicata alla « *Fotografia nella scienza e nell'industria* ».
Questo tema altamente specializzato si inserisce nella fase di espansione tecnologica e scientifica dell'Italia degli anni '70. Recenti ricerche di mercato eseguite per conto del Dipartimento del Commercio Statunitense hanno provato che molti settori dell'industria italiana e del campo medico-scientifico prevedono notevoli investimenti per l'acquisto di attrezzature fotografiche specializzate e sofisticate.
Nel 1968 l'Italia ha importato apparecchiature fotografiche per un totale di oltre 15 miliardi di lire. L'interesse per le apparecchiature di produzione americana è molto sentito per la loro modernità e affidabilità. A grandi linee si può anticipare che la rassegna in programma interesserà l'industria *meccanica* e *metallurgica, cinematografica* ed *editoriale,* il *settore bio-medicale,* la *ricerca scientifica,* la *fotogrammetria aerea e terrestre* e l'*industria fotografica in generale.*

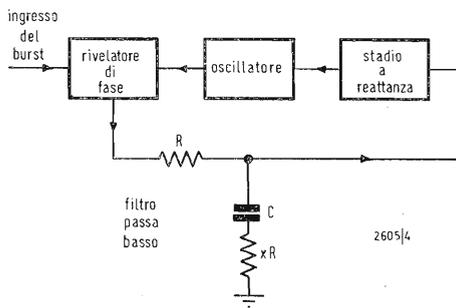



Fig. 1 - Schema a blocchi di un circuito di C.A.Ph.

Ing. G. Giulay - Torino

D - Come si imposta il problema dell'agganciamento al burst di un circuito di controllo automatico di fase?

R - Cercheremo qui appresso di formulare il problema proposto in modo preciso e di dedurre le formule relative alle caratteristiche di agganciamento del circuito di C.A.Ph. indicato in fig. 1.

Il problema consiste nel determinare il tempo richiesto dall'oscillatore del circuito per agganciarsi in frequenza e fase al segnale burst (= treno d'impulsi di sincronismo del colore), quando l'oscillatore locale presenta un errore iniziale $\Delta\omega$ di accordo espresso in radianti/secondi.

1. - I parametri circuitali

Sensibilità del rivelatore di fase s $V/rad.$ (volt/radiante)

Sensibilità del tubo a reattanza s_1 Hz/V

Guadagno c.c. del circuito (rete) $G = ss_1$

Forma operazionale del rapporto di trasferimento di tensione del filtro del circuito, $F\ (p)$, che è uguale al rapporto della tensione di uscita alla tensione di entrata del filtro.

2. - Equazione differenziale della rete

La caratteristica della rete può essere determinata con una equazione differenziale, che si deduce come segue.

Posto che sia v volt la tensione istantanea di uscita del filtro della rete, questa tensione provoca uno spostamento di frequenza di $s_1 v$ Hz dell'oscillatore. L'errore dell'oscillatore, inizialmente uguale a Δf Hz, ora si riduce a $(\Delta f - s_1 v)$ Hz, ossia a $(\Delta\omega - 2\pi s_1 v)$ rad/s per effetto del tubo a reattanza. Se l'errore istantaneo di fase fra i segnali di entrata e di uscita è Ψ radianti, l'errore istantaneo di frequenza è $d\psi/dt$ rad/s.

Perciò

$$\frac{d\psi}{dt} = \Delta\omega - 2\pi s_1 v$$

Ma il segnale di uscita del rivelatore di fase è s sen ψ, e

$$\frac{v}{s \operatorname{sen} \psi} = F\ (p)$$

Eliminando v da queste due equazioni, si ottiene successivamente:

$$\frac{d\psi}{dt} = \Delta\omega - 2\pi s_1 v = \Delta\omega - 2\pi s\ s_1\ F\ (p) \operatorname{sen} \psi = \Delta\omega - \omega_c\ F(p) \operatorname{sen} \psi,$$

ossia

$$\frac{d\psi}{dt} + \omega_c\ F(p) \operatorname{sen} \psi = \Delta\omega,$$

dove

$$\omega_c = 2\pi s s_1 \qquad (1)$$

Questa è l'equazione ricercata, che lega ψ a t. Per il filtro della fig. 1, la forma operazionale di $F(p)$ (in cui $p = d/dt = j\omega$), è:

$$F(p) = \frac{1 + pxT}{1 + p(1 + x)T} \qquad (2)$$

Sostituendo la (2) nella (1), l'equazione risultante può essere risolta solo con metodi numerici.

3. - Rete semplificata

Si può trovare una soluzione approssimata utilizzando i risultati relativi ad un filtro semplice di rete ridotto ad un semplice circuito RC come quello di fig. 2. Il rapporto di trasferimento di tensione è dato semplicemente dalla $F(p) = m$. L'equazione di questa rete semplificata è perciò:

$$\frac{d\psi}{dt} + m\ \omega_c \operatorname{sen} \psi = \Delta\omega \qquad (3)$$

da cui

$$dt = \frac{d\psi}{\Delta\omega - m\omega_c \operatorname{sen}\ \psi}$$

moltiplicando per $m\omega_c$ e integrando, si ha:

$$m\omega_c t = \int \frac{d\psi}{\Delta\omega/m\omega_c - \operatorname{sen}\ \psi} + cost \qquad (4)$$

La (4) può essere risolta e ci sono due soluzioni diverse secondo che $\Delta\omega/m\omega_c \lesseqgtr 1$. Se $\Delta\omega/m\omega_c < 1$, e se la fase $a\ t{=}o$ è ψ_0, la soluzione è:

$$\frac{tg\ \psi/2 - tg\ \psi_\infty/2}{tg\ \psi/2 - ctg\ \psi_\infty/2} = \left[\frac{tg\ \psi_0/2 - tg\ \psi_\infty/2}{tg\ \psi_0/2 - ctg\ \psi_\infty/2}\right] \exp\left(- m\omega_c t \cos \psi_\infty\right) \qquad (5)$$

dove ψ_∞ è il valore limite della fase dopo un tempo infinito ed è dato da

$$\operatorname{sen} \psi_\infty = \frac{\Delta\omega}{m\omega_c}$$

Cioè ψ_∞ è lo sfasamento statico definitivo.

L'andamento della (5) è assai simile a quello della curva di decrescenza della tensione alla scarica di un condensatore: $v = V \exp\ (- t/RC)$, la costante di tempo essendo:

$$\frac{1}{m\omega_c \cos \psi_\infty} = \frac{1}{m\omega_c[1 - (\Delta\omega/m\omega_c)^2]^{1/2}} = \frac{1}{[(m\omega_c)^2 - \Delta\omega^2]^{1/2}} \qquad (6)$$

Il valore di ψ in ogni istante è funzione della fase iniziale ψ_0, essendo «V» funzione di ψ_0. Esempio di tempo di stabilizzazione della fase; supponiamo che sia $\psi_\infty = 2^\circ$ e $\psi_0 = 90^\circ$. Se t_3 è il tempo richiesto perché l'errore di fase raggiunga 3° (cioè vari di 1° rispetto alla fase statica), si trova che $m\omega_c t = 4{,}75$; essendo mediamente $m\omega_c \simeq 200$ rad/s/rad, si ha:

$$t_3 = \frac{4{,}75}{200} \text{ secondi} \simeq 24\ ms$$

È qui importante notare che ψt tende ψ_0 senza variare più di 2π. In altri termini, non c'è slittamento di frequenza, ma solo un transitorio di fase.

Fig. 2 - Semplice filtro RC della rete di C.A.Ph.

Lo studio dei circuiti di C.A.Ph. riguarda più spesso il caso in cui lo slittamento di frequenza esiste, poichè il tempo di agganciamento in frequenza è molto maggiore di quello richiesto dalla fase per avvicinarsi a ψ_∞ in modo sufficiente.

La « deriva di frequenza » si verifica quando

$\dfrac{\Delta\omega}{m\omega_c} > 1$; in questo caso la soluzione è:

$$m\omega_c t = \frac{2}{(a^2 - 1)^{1/2}} \left[artg \left(\frac{a\ tg\ \psi/2 - 1}{\sqrt{a^2 - 1}} \right) - artg \left(\frac{a\ tg\ \psi/2 - 1}{\sqrt{a^2 - 1}} \right) \right] \qquad (7)$$

dove $a = \dfrac{\Delta\omega}{m\omega_c} = \dfrac{\Delta f}{mf_c}$

Si può chiarire il significato della (7), ponendo:

$y = \dfrac{a\ tg\ \psi/2 - 1}{\sqrt{a^2 - 1}}$; $Y = \dfrac{a\ tg\ \psi_0/2 - 1}{\sqrt{a^2 - 1}}$ e

$m\omega_c \sqrt{a^2 - 1} = \dfrac{2\pi}{T_B}$; allora la (7) diviene:

$\dfrac{\pi}{T_B} t = artg\ y - artg\ Y$ e successivamente

$$tg \frac{\pi t}{T_B} = \frac{y - Y}{1 + yY};$$

$$y = \frac{Y + tg\ \pi t/T_B}{1 - Y tg\ \pi t/T_B} = tg\left(\frac{\pi t}{T_B} + \Psi\right), \text{ dove } \Psi = Y$$

Poiché

$y = \dfrac{a\ tg\ \psi/2 - 1}{\sqrt{a^2 - 1}}$, si ha

$$tg\ \psi/2 = \frac{1 + y\sqrt{a^2 - 1}}{a},$$

ma $\text{sen}\ \psi = \dfrac{2\ tg\ \psi/2}{1 + tg^2\ \psi/2}$,

e poi

$$\text{sen}\ \psi = \frac{2a\ [1 + y\ \sqrt{a^2 - 1}]}{a^2 + (1 + y\ \sqrt{a^2 - 1})^2} = \frac{2a\ [1 + \sqrt{a^2 - 1}\ tg\ (\pi t/T_B + \Psi)]}{a^2 + [1 + \sqrt{a^2 - 1}\ tg\ (\pi t/t_B + \Psi)]^2} \qquad (8)$$

La quantità sen ψ è proporzionale all'uscita del rivelatore di fase, uscita che vale s sen ψ. Perciò la (8) dà la forma d'onda del segnale di uscita del rivelatore e si noti che mentre sen ψ assume lo stesso valore quando l'angolo è ψ oppure $+ \psi$), i 2π(l 2° membro della (8) assume lo stesso valore per t e per $(t + T_B)$. Cioè, sen ψ varia ciclicamente con il periodo

$$T_B = \frac{2\pi}{m\omega_c\ \sqrt{a^2 - 1}}$$

Poichè $a = \dfrac{\Delta f}{mf_c}$, risulta

$$T_B = \frac{1}{mf_c\ [(\Delta f/mf_c)^2 - 1]^{1/2}} = \frac{1}{[\Delta f^2 - m^2 f_c^2]^{1/2}} \qquad (9)$$

La forma d'onda di sen ψ è riportata in fig. 3 per 3 diversi valori di $\dfrac{\Delta f}{mf_c}$. Si noti che questa nota di battimento non è sinoidale, ma tende a divenire tale all'aumentare di $\Delta f/mf_c$. Si noti anche che le escursioni massime positiva e negativa sono uguali, e che l'onda si inverte se il segno di a è negativo, cioè se l'errore dell'oscillatore è negativo. Per riassumere la caratteristica della rete semplificata, se $\dfrac{\Delta f}{mf_c} < 1$, il circuito si aggancia senza derivare di 1 ciclo, e se l'errore di fase raggiunge in definitiva un valore uguale all'errore di fase statico. Il rivelatore di fase genera una tensione di controllo proporzionale a $\Delta f/mf_c$, cioè proporzionale all'errore di accordo, per cui non si verifica alcuna deriva di frequenza. Se $\dfrac{\Delta f}{mf_c} > 1$, questo circuito non si aggancia e ne risulta una nota di battimento costante dall'errore di fase. Questa onda ha una componente c.c., che riduce l'errore medio di accordo, ma per forti errori di accordo, l'onda tende a divenire sinusoidale, e allora la componente c.c. è piccola, per vari valori di Δf ($> mf_c$), sarebbe possibile misurare la componente c.c. in funzione delle sue possibilità di slittamento di frequenza, e ottenere una curva di controllo c.c. rispetto a Δf. Questo controllo c.c. si può calcolare determinando la componente c.c. dell'onda della nota di battimento. Allora, l'equazione differenziale del circuito semplificato è:

$$\frac{d\psi}{dt} + m\omega_C\ \text{sen}\ \psi = \Delta\omega; \qquad (10)$$

integrando la (10) in un ciclo della nota di battimento, si trova:

$$\int_t^{t+T_B} \frac{d\psi}{dt} dt + \int_t^{t+T_B} m\omega_c\ \text{sen}\ \psi\ dt = \int_t^{t+T_B} \Delta\omega\ dt,$$

ossia

$$2\pi + \int^{t+T_B} m\omega_c\ \text{sen}\ \psi\ \ dt = \Delta\omega T_B.$$

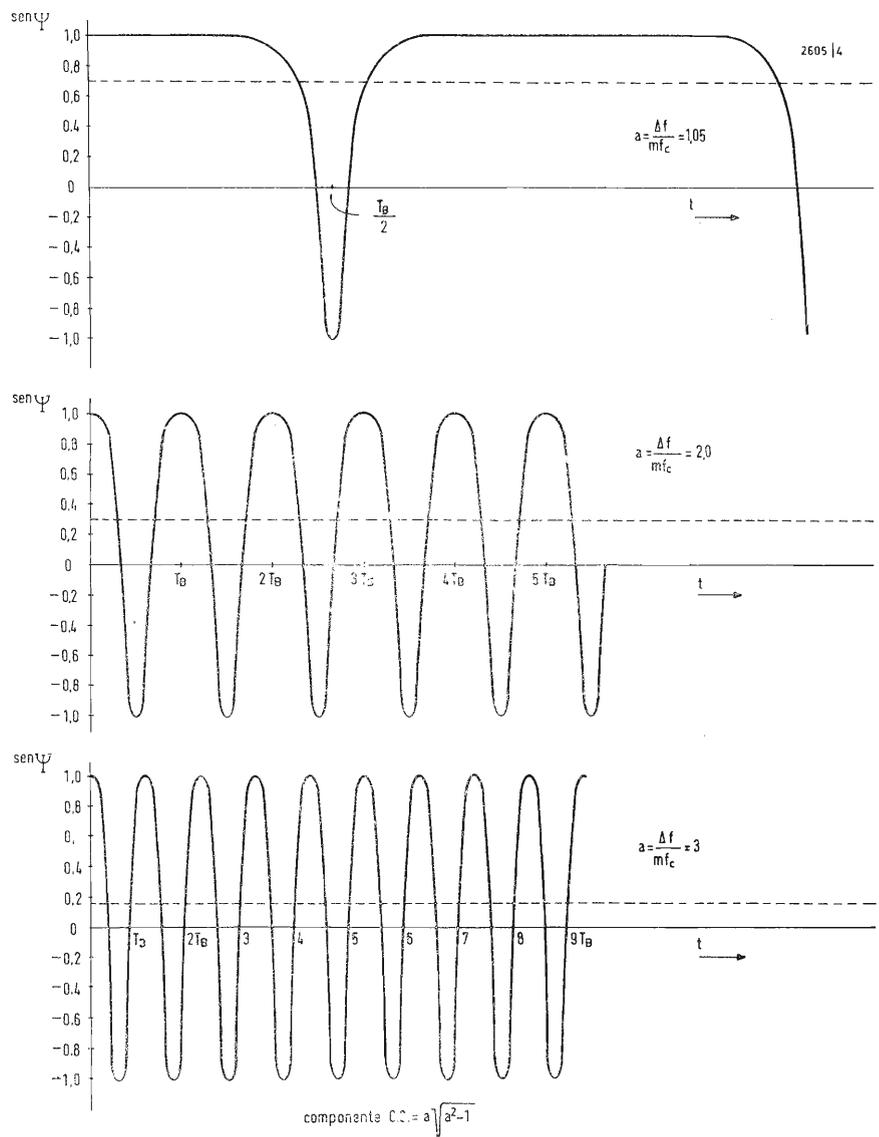



Fig. 3 - Nota di battimento di uscita per guadagno costante della rete (mf_c = cost.) e per vari errori di accordo. T_B = periodo della nota di battimento; le linee tratteggiate rappresentano le componenti c.c.

L'integrale in questa equazione è l'area compresa in un ciclo del segnale di uscita del filtro del rivelatore di fase; la componente c.c. del segnale di uscita è allora questo integrale diviso per T_E. Chiamando la componente continua con m, si può scrivere:

$$m\omega_c \overline{\text{sen}\,\psi} = \Delta\omega - \frac{2\pi}{T_B} =$$

$$= \Delta\omega - 2\pi\sqrt{\Delta f^2 - (mf_c)^2}$$

ovvero

$$mf_c \overline{\text{sen}\,\psi} = \Delta f - \sqrt{\Delta f^2 - (mf_c)^2}$$

Perciò, per un errore positivo di accordo (frequenza dell'oscillatore troppo alta) si genera una componente c.c., che tende a ridurre la frequenza dell'oscillatore. Se l'errore di accordo è negativo, vale il segno opposto della radice quadrata e

$$mf_c \overline{\text{sen}\,\psi} = -[\Delta f - \sqrt{\Delta f^2 - (mf_c)^2}]$$

cioè la componente c.c. è negativa. In questo caso, l'onda della nota di battimento di fig. 3 risulta invertita. Una rappresentazione di $mf_c\ \overline{\text{sen}\,\psi}$, che è la componente c.c. del segnale applicato allo stadio a reattanza (misurata in termini di frequenza) è indicata in fig. 4. Si noti che il controllo è forte fino a $\Delta f = mf_c$, ma per valori di $\Delta f > mf_c$, il controllo diviene progressivamente più debole, quando l'onda della nota di battimento diviene più simile alla forma sinoidale. Si noti pure che la caratteristica di trasporto del filtro del circuito semplificato non è selettiva in frequenza; la rete si comporta come se ci fosse una risposta in fre-

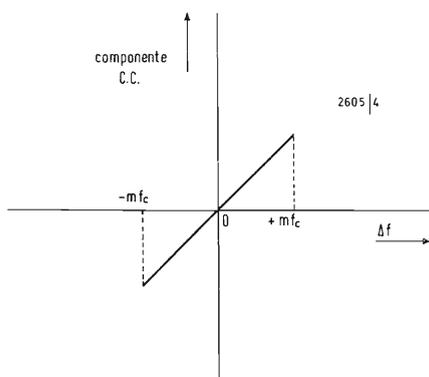



Fig. 4 - Componente c.c. del segnale della nota di battimento in funzione dell'errore di accordo.

quenza in caduta, in quanto il controllo di tensione si riduce all'aumentare della frequenza della nota di battimento. Il motivo di questo comportamento sta nella costante di tempo $1/mf_c$ del circuito.
Se mf_c è molto grande, $1/mf_c$ è molto piccolo e può variare la fase apprezzabilmente nel breve tempo di un ciclo della nota di battimento. D'altra parte, se mf_c è molto piccolo, possono verificarsi solo piccole variazioni di fase durante un ciclo della nota di battimento.
I risultati ottenuti sopra per la rete semplificata si possono applicare alla rete, che impiega il filtro di fig. 1, in cui è incluso un condensatore in serie con la resistenza in derivazione. Come nella rete semplificata, se l'errore di accordo è piccolo, per cui $\frac{\Delta f}{mf_c} < 1$, la rete non slitta di 1 ciclo e si verifica solo un transitorio di fase, se $\frac{\Delta f}{mf_c} > 1$, si forma il segnale di uscita, nota di battimento, dal rivelatore di fase e la componente c.c. di tale segnale viene immagazzinata nel condensatore. La frequenza media risultante della nota di battimento perciò si riduce e quindi si ottiene una forte componente c.c., che riduce ulteriormente la frequenza media della nota di battimento. Questo processo continua (supposto che l'errore di accordo, se $> mf_c$, non sia eccessivo; i limiti per l'errore di accordo saranno determinati nel seguito) finché l'errore di accordo si sia ridotto a mf_c. La rete ha allora la frequenza forzata e il transitorio di fase si verifica come nella rete semplificata quando: $\Delta f < mf_c$.

(continua)

Il transistore è maggiorenne: ha compiuto 21 anni, ma è già un matusa

Nel 1948 nacque il primo transistore e negli anni 1956-1958 i primi circuiti integrati della prima generazione. Questi dopo il 1961 subirono uno sviluppo estremamente rapido, grazie soprattutto alle ricerche ed agli studi compiuti per la realizzazione delle conquiste spaziali. Dopo essere riusciti a fabbricare tutti gli elementi, sia attivi (transistori e diodi), sia passivi (resistori e capacità) all'interno di una stessa piastrina di silicio, i ricercatori hanno integrato sulla piastrina di silicio non più qualche decina, ma alcune centinaia di circuiti. Negli ultimi anni si è giunti poi a produrre microcircuiti non più grandi di un granello di sabbia che contengono sino a 3000 transistori.
Oggi pertanto le maggiori innovazioni tecniche non consistono nelle dimensioni eccezionali di questi dispositivi ai quali la microminiaturizzazione ci ha ormai abituato, ma nella loro più ampia possibilità di utilizzo.
Alla Mostra USA di « *Componenti Elettronici Avanzati, Microcircuiti e Relative Attrezzature di Produzione e Prova* », programmata al Centro Commerciale Americano di Milano dal 18 al 22 novembre, vennero presentati — tra i prodotti esposti — anche microcircuiti costruiti con una nuovissima tecnologia denominata *MTNS* (Metal-Thickoxide-Nitride-Silicon), che ha migliorato e ridotto notevolmente i costi di produzione dei circuiti altamente microminiaturizzati. Tale innovazione tecnica ha permesso l'ingresso dei dispositivi più avanzati, anche in campi completamente nuovi per l'elettronica. Sono infatti stati realizzati *microcircuiti per il controllo dei programmi di lavaggio delle lavatrici e delle lavastoviglie*; *nuovi accessori per le automobili*, quali un sistema a spia per indicare al guidatore eventuali differenze di pressione dei pneumatici della vettura, e un sistema di controllo delle frenate su strade ghiacciate.
Nel campo delle calcolatrici e dei grossi calcolatori questi nuovi microcircuiti hanno fatto registrare altri sorprendenti progressi: non passerà molto tempo prima di assistere alla comparsa di vere e proprie calcolatrici o « *regoli* » *tascabili* in grado di effettuare ogni genere di operazione matematica.
Minuscoli calcolatori, costruiti appunto con questo tipo di componenti sono in effetti già in produzione e sperimentati nella guida manuale delle astronavi spaziali. Fra non molto i tecnici li potranno avere con sè « in tasca » per calcoli immediati e di estrema precisione.
Non siamo lontani dal giorno in cui verrà realizzato un *radar per i ciechi*, che attraverso impulsi elettrici potrà dar loro una percezione abbastanza precisa degli ostacoli che si presenteranno sul loro cammino.
Nella mostra hanno figurato, oltre alle più recenti realizzazioni nel settore dei microcircuiti, altre apparecchiature di particolare interesse: *i dissipatori di calore per transistori e diodi*; *i supporti — metallizzati e non — per circuiti integrati e microcircuiti*; *componenti per microonde e tubi klystron, tubi per laser*; *antenne coniche a spirale* tutti realizzati *in ossido di berillio* (BeO) unico tra i materiali inorganici, che per le sue straordinarie combinazioni di proprietà fisiche ed elettriche trova sempre maggior impiego nel campo elettronico.
Nuclei magnetici di vario tipo: nuclei a nastro avvolto; nuclei « bobbin » per memorie; nuclei a polvere di permalloy; ferriti; lamierini magnetici speciali ed altri prodotti.

(n.s.t.c.)

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

Elettronica Industriale — ING. O. BARBUTI

LISSONE (Milano) Via Pergolesi 30
Tel. 039-417.83
Telecamere - Monitori - TV circuito chiuso - VIDEOCITOFONO.

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDAR

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

seleco®
elettronica civile industriale componenti
Stabilimenti in Vallenoncello - Pordenone
Tel. 21451 C.P. 227 Telegr. Seleco Pordenone CAP 33170

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

FRINI ANTENNE

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

Elettronica Industriale
Ing. O. BARBUTI
LISSONE (MI) - Va Pergolesi 30
Tel. 039-41783
Centralini a transistori e accessori per impianti di antenne collettive.

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Nichelino (Torino)
Via Calatafimi, 56 - Tel. 62.08.02

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

Costruzioni Radioelettriche

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

MAGNETOFONI CASTELLI - S.P.A.
20122 MILANO
Via Serbelloni 1
Tel. 796.272/796.301/796.586

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. impianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HiFi
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
Via G. Notari - S. Maurizio

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

C.G.E. - Milano
Radio Televisione
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DU MONT

Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26
Telefono 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

Televisori in bianco e nero
Radio-Fono HI-FI
ELETTRONICA MONTAGNI
Viale Cadorna, 44 - **Firenze**
Tel. 472.959 - 593.752

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica

GROPELLO CAIROLI (Pavia)

Via G. B. Zanotti

Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-2391)

Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.

Osimo (Ancona)

Via Del Guazzatorre, 225

Giradischi - Fonovaligie

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94

Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
Via G. Notari - **S. Maurizio**

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano

Via Marco Agrate, 43

Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinaley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano

Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7

Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avolgim. radio elettrico

STRUMENTI DI MISURA

BARLETTA - Apparecchi Scientici
Milano - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Calcolatori elettronici analoghi ADI - Campioni e Ponti SULLIVAN - Regolatori di tensioni WATFORD - Strumenti elettronici DAVE - Reostati e Trasformatori RUHSTRAT - Apparecchi e Strumenti per la ricerca scientifica in ogni campo.

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8
Telefono 542.051/2/3

CHINAGLIA (Belluno)
Elettrocostruzioni s.a.s.
Via Tiziano Vecellio, 32
Tel. 25.102 - 22.148

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI
Via Vittorio Veneto
35019 TOMBOLO (Padova)
Costruz. Elettroniche Profess.

GIANNONI SILVANO
Via Lami, 3 - Tel. 30636
S. Croce sull'Arno (Pisa)
TUTTO IL MATERIALE PER TECNICI E RADIOAMATORI

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18
Telefoni 531.554/5/6

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio ,145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

SEB - Milano
Via Savona, 97
Telefono 470.054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7
Telefono 667.326

UNA - OHM - START
Plasticopoli - Peschiera (Milano)
Tel. 9150424/425/426

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice il Rostro » - Via Monte Generoso 6 A - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

È uscito:

SCHEMARIO TV

38ª SERIE

con note di servizio e tavole a colori

Lire 6.500

Acquistatelo!

Editrice IL ROSTRO - 20155 Milano - Via Monte Generoso 6/a

VIDEOSERVICE TVC

Questo libro — il primo in Italia nel settore — tratta ampiamente la **ricerca guasti,** la **riparazione,** la **taratura** e la **messa a punto** dei televisori a colori è corredato da oscillogrammi, fotografie a colori e schemi dei principali ricevitori a colori in commercio.

Sommario

DECODIFICATORE PAL

Descrizione generale
Esame dei circuiti caratteristici componenti
Rigenerazione della sottoportante
Ponte di fase
Formazione del segnale di identificazione
Separazione dei segnali « differenza di colore » - linea di ritardo

STRUMENTAZIONE

Vettorscopio: descrizione e suo impiego
Generatore di « barre di colore »

CONTROLLO SISTEMATICO

di un decodificatore PAL con rilievo delle forme d'onda

CINESCOPIO TRICROMICO A 63 - 11 X

Introduzione
I fosfori dello schermo
Le triadi
I cannoni elettronici
Dati tecnici di impiego
Note di impiego
Messa a punto della convergenza e della purezza

MATRICE

Considerazioni generali
Matrice Philips con segnali differenza
Matrice Mullard con segnali RVB
Matrice SEL con segnali RVB a transistori

TARATURA E MESSA A PUNTO

di un circuito decodificatore PAL
Controllo del canale di crominanza
Controllo del separatore di burst, generatore di sottoportante e generatore del segnale di identificazione
Controllo del killer
Controllo del C.A.G.
Controllo dei demodulatori sincroni
Controllo della matrice

AVARIE NEL RICEVITORE A COLORI

Metodo della ricerca dei guasti
Mancanza totale di colore: esame delle possibili cause
Presenza di colore ma con sequenza delle barre inesatte - esame possibili cause
Rigatura dell'immagine - esame possibili cause
Scarsa saturazione su tutte le tinte - esame possibili cause
Scarsa saturazione su uno dei colori differenza - esame possibili cause
Insufficiente definizione dell'immagine a colori - esame possibili cause
Guasti al canale di luminanza - esame delle possibili cause
Immagine in bianco e nero con tracce di disturbo colorato - esame delle possibili cause

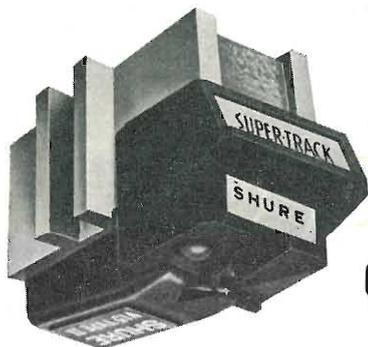
ISTRUZIONI PER IL SERVIZIO TECNICO DEI TELEVISORI A COLORI
Con schemi

L. 14.000

EDITRICE IL ROSTRO

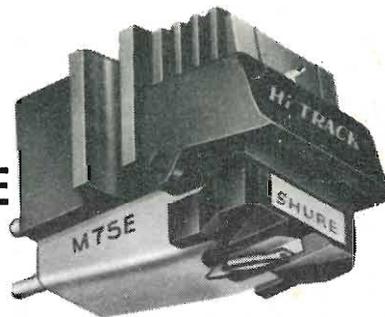
20155 MILANO - Via Monte Generoso 6a - Telefoni 321542 - 322793

PRESENTAZIONE DI UNA NUOVA SERIE CARTRIDGE AD ALTA FEDELTÀ

Studiate con la massima costanza di angolazione *TRACKABILITY* il più importante progresso nella riproduzione del suono, sin dall'avvento della stereofonia

V-15 TYPE II
SUPER-TRACK™
CARTRIDGE

La testina magnetica SUPER-TRACK V-15 tipo II, radicalmente nuova segna una nuova epoca nelle prestazioni delle testine a cartuccia . . . l'era di una perfetta costanza di angolazione. Grazie a ciò, qualsiasi disco fornisce un suono migliore e più fedele, e — in pratica — è come ascoltare per la prima volta alcune registrazioni, lette con una minima pressione di contatto, senza distorsione! Per apprezzarne le qualità, basta udire una sola volta un disco riprodotto con questa cartuccia, che ha già stabilito un nuovo standard tra gli audiofili ed i critici di maggior grido. Lo stilo ellittico bi-radiale segue il solco con una pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi.

M75E
HI-TRACK
CARTRIDGE

Le migliori prerogative di funzionamento, con un prezzo modesto

Deriva dalla nuova generazione di cartucce che forniscono la massima costanza di lettura, ed un suono esente da distorsioni, anche durante la riproduzione di dischi a solco di difficile lettura. Il costo di questa testina è sorprendentemente esiguo. Lo stilo ellittico bi-radiale esercita una pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi. Munito di stilo M75-6 a struttura conica, da 0,0132 millimetri. Si presta particolarmente all'impiego nei vecchi tipi di giradischi, funzionanti con pressioni comprese tra 1,5 e 3 grammi. È previsto anche il modello M75G, per cambiadischi speciali di tipo Dual. Anche in questo modello lo stilo è di struttura conica da 0,0132 millimetri, e funziona con pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi.

SHURE M55E

TUTTE LE PREROGATIVE PIÙ AUSPICABILI

Caratteristiche di funzionamento professionali con un costo modesto. Munita di stilo di diamante ellittico bi-radiale, funzionante con angolazione di 15 gradi, per eliminare qualsiasi traccia di distorsione armonica e intermodulazione e attrito. Apporta un vero e proprio miglioramento alla fedeltà sonora dell'impianto di amplificazione, sia in applicazioni stereo, sia in impianti monotonici. Funziona con pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi. Rappresenta la scelta migliore da parte dell'appassionato di alta fedeltà che desidera ottenere un'eccellente riproduzione con minima spesa.

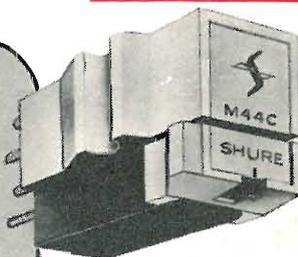
QUESTE TESTINE

CONSENTONO LA MIGLIORE QUALITÀ DI RIPRODUZIONE SONORA CON UN COSTO LIMITATO

Rappresentante generale per l'Italia

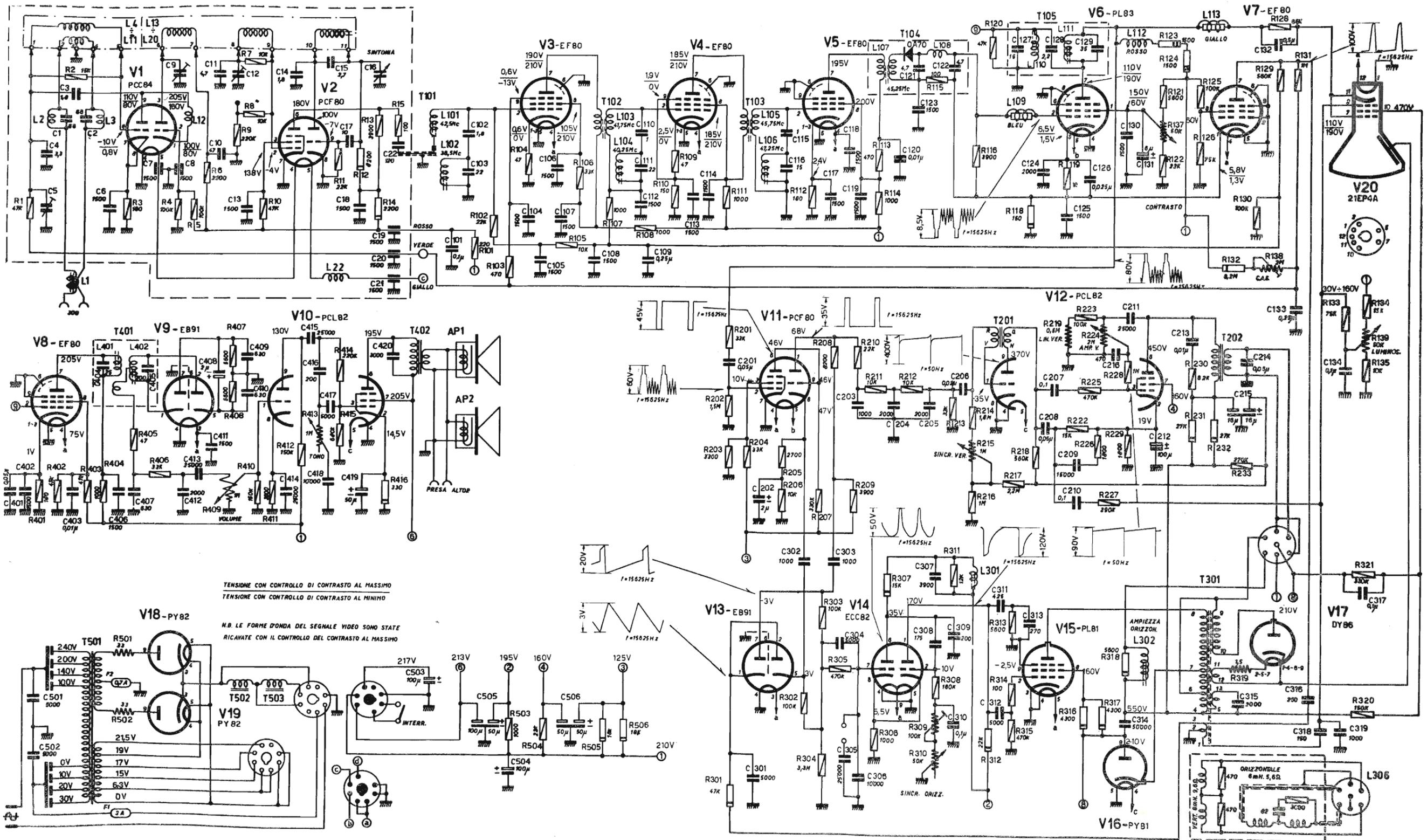
20129 MILANO - V.le Premuda, 38A
Telefono 795.762 - 795.763 - 780.730

SHURE M44 SERIES

I modelli economici che dettano legge

La serie M44 è costituita da testine i cui valori estremamente bassi della distorsione armonica e per intermodulazione, unitamente all'eccellente separazione tra i canali, determina un effetto stereofonico superlativo. Lo stilo è di tipo rientrante.
Mod. M44-5 con stilo da 0,0127 millimetri, funzionante con pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi • Mod. M44-7 con stilo da 0,0177 millimetri, per pressioni comprese tra 1,5 e 3 grammi • M44C con stilo da 0,0177 millimetri, per pressioni comprese tra 3 e 5 grammi • Mod. M44E, con stilo da 0,0101 x 0,0177 millimetri ellittico bi-radiale, per pressioni comprese tra 1,75 e 4 grammi • Mod. M44G, con stilo da 0,0132 millimetri, per pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi.

TELEVISORE

PHONOLA

Mod. TV 2109

Schema elettrico del ricevitore di TV PHONOLA mod. TV 2109